

国际信息工程先进技术译丛

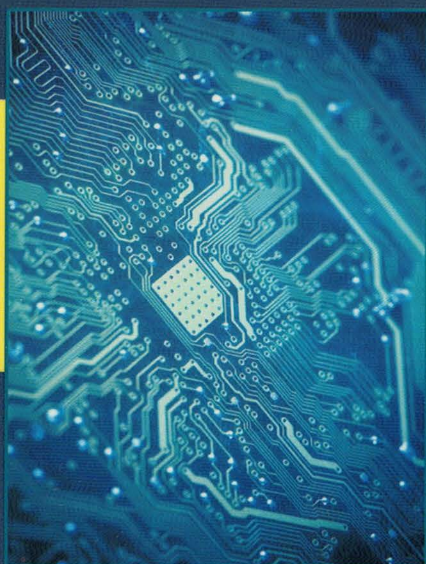
iSTE WILEY

UHF RFID 在识别与追踪中的应用

UHF RFID Technologies for Identification and Traceability

[法] 让-马克拉·厄尔特（Jean-Marc Laheurte）
克里斯蒂安·里波尔（Christian Ripoll）
多米尼克·帕瑞特（Dominique Paret）
克里斯多夫·卢瑟特（Christophe Loussert ） 著

谢志军 叶宏武 汤棋 许梅 译



◎UHF RFID广泛应用于工业4.0、物联网、库存物流、汽车钥匙，身份识别、访问控制等领域，是物联网的基础核心技术。

◎讲解RFID标签设计、制作，以及后向散射技术与RCS功能的设计方法。







机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

VISIT…

LANZAROTE Caliente.COM

关于本书

UHF RFID是一种热门的电子标签技术，本书为标签天线设计和芯片工艺提供一个客观的参考文档，这些文档都是从最新的学术论文，工业数据和作者的经验中提炼而来。其次是本书包含了最终用户、市场和产品的观点。

本书为读者提供了综合的技术和应用指南，介绍了UHF RFID的技术、性能、市场、应用情况，重点讲解RFID标签设计、制作，以及后向散射技术与RCS功能的设计方法。

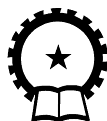


国际信息工程先进技术译丛

UHF RFID 在识别与追踪中的应用

[法] 让-马克拉·厄尔特（Jean-Marc Laheurte）
克里斯蒂安·里波尔（Christian Ripoll）
多米尼克·帕瑞特（Dominique Paret）
克里斯多夫·卢瑟特（Christophe Loussert） 著

谢志军 叶宏武 汤 棋 许 梅 译



机 械 工 业 出 版 社

UHF RFID 是一种热门的电子标签技术，通过无线电波可以使物品、场所或人员实现视距外的远距离自动识别。其广泛应用于工业 4.0、智能制造、物联网、库存、物流追踪、处方药追踪与认证、高安全性汽车钥匙、身份识别，以及安全设施的访问控制等领域，是物联网的基础核心技术。

本书为读者提供了综合的技术和应用指南，介绍了 UHF RFID 的技术、性能、市场、应用情况，重点讲解 RFID 标签设计、制作，以及后向散射技术与 RCS 功能的设计方法。

Copyright © ISTE Ltd 2014

All Rights Reserved. This translation published under license. Authorized translation from the English language edition, entitled UHF RFID Technologies for Identification and Traceability, ISBN: 978-1-84821-592-4, by Jean-Marc Laheurte, Christian Ripoll, Dominique Paret, Christophe Loussert, Published by ISTE Ltd and John Wiley & Sons. No part of this book may be reproduced in any form without the written permission of the original copyrights holder.

本书中文简体字版由 Wiley 授权机械工业出版社独家出版，未经出版者书面允许，本书的任何部分不得以任何方式复制或抄袭。

版权所有，翻印必究。

北京市版权局著作权合同登记　图字：01-2015-0853 号。

图书在版编目（CIP）数据

UHF RFID 在识别与追踪中的应用/（法）让-马克拉·厄尔特等著；谢志军等译．—北京：机械工业出版社，2017.6

（国际信息工程先进技术译丛）

书名原文：UHF RFID technologies for identification and traceability

ISBN 978-7-111-56956-5

Ⅰ.①U…　Ⅱ.①让…　②谢…　Ⅲ.①超高频－无线射频识别－应用－研究　Ⅳ.①TP391.4

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2017）第 096524 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号　邮政编码 100037）

策划编辑：林　桢　责任编辑：林　桢

责任校对：潘　蕊　封面设计：马精明

责任印制：孙　炜

北京中兴印刷有限公司印刷

2018 年 1 月第 1 版第 1 次印刷

169mm×239mm·8.5 印张·163 千字

标准书号：ISBN 978-7-111-56956-5

定价：49.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务　　网络服务

服务咨询热线：010-88361066　　机 工 官 网：www.cmpbook.com

读者购书热线：010-68326294　　机 工 官 博：weibo.com/cmp1952

010-88379203　　金 书 网：www.golden-book.com

封面无防伪标均为盗版　　教育服务网：www.cmpedu.com

译　者　序

无源超高频射频识别（Passive UHF RFID）是一个应用在860～960MHz 频段的商业化电子标签技术，它能自动识别10m 范围内的目标对象，并获取相关数据，识别工作无须人工干预。其具有条形码所不具备的防水、防磁、耐高温、使用寿命长、读取距离远、数据加密、数据存储容量大和存储信息可更改等优点，其应用将给零售、物流等产业带来革命性变化，已引起了世界各国的高度重视。

目前，国内外都在开展智能制造技术新兴领域的研究与讨论。从某种意义上说，智能制造和物联网都是制造业和信息技术交融与跨界的产物，是借用技术和模式互相促进的新型领域。工业4.0 的快速推进对制造业和信息产业也提出了很多新课题。例如在现代化工厂中，如何加强机器人系统自主学习、自主工作？这将影响到面向云制造等工业4.0 主要应用的进一步推进和应用。作为物联网基础技术之一的无源 UHF RFID 具有成本低、信息量大、易与标识物结合的特点，已成为工业4.0 的热点技术。利用无源 UHF RFID 中的大容量、易存取的电子信息，可以实现信息在全产业链、全生命周期的物品信息管理。无源 UHF RFID 的这一特点，可以使得物品信息在设计、制造、检验、仓储、销售各个节点“随物而动”、无缝衔接，为实现无人工厂、机器人“离线”自主操作等创造了技术条件。无源 UHF RFID 能够极大地提高全流程生产管理的信息化、自动化水平，将成为提高我国工业生产管理水平的重要手段。

本书为读者提供了一个综合的技术指导，其目标不是穷尽所有的技术及应用，而只是主要描述无源 UHF RFID 技术的几个具体方面；如在标签天线设计和芯片工艺方面，提供一个客观的参考资料，这些资料都是从最新的学术论文、工业数据和作者的经验中提炼而来的，其次是本书包含了最终用户、市场和产品的观点。全书分为4 章，第1 章介绍了 UHF RFID 集成电路技术和性能方面的新动态。第2 章突出了 RFID 标签的设计和制作。第3 章介绍 RCS 和 ΔRCS 功能的设计方法，重点介绍通过调雷达散射截面（RCS）和可用于近场远场通信的 ΔRCS 功能的设计方法。第4 章是对 UHF 的挑战进行了概述，包括其应用、市场、贸易和基本技术，尤其是在供应链管理和零售库存上，未来在产品的整个生命周期都将会使用 UHD RFID 标签，包括智能嵌入式 RFID 解决方案、无缝和无处不在的基础设施，以及用来管理小型智能设备。

本书可作为通信专业、计算机专业等高年级本科生和研究生教材，也可供相关专业的教师、科学研究工作者和工程技术人员参考。本书的翻译工作和出版得到了浙江省自然基金（Y16F020002）、宁波市自然基金（2015A610119）和宁波市国际

合作项目（2016D10008）的支持，在此谨致谢意。本书的翻译工作由宁波大学谢志军老师主持，叶宏武、汤棋和许梅分别参与了本书的翻译工作，特此向支持和关心本书翻译工作的所有单位和个人表示衷心的感谢。特别感谢浙江纺织服装学院叶宏武教授、宁波大学信息学院汤棋和宁波大学建工学院的许梅为本书所做的翻译、排版和校译工作。还要感谢我的家人，教育译者多年的师长、学长和同仁的帮助和支持。由于本书的研究属于信息科学研究的热点和前沿科学问题，许多专业术语的中文译文还没有统一的标准，加之译者水平有限，虽几经修改，书稿翻译过程中错误和缺点也在所难免，敬请读者、专家、同行朋友指正。

谢志军

2017 年 7 月

原 书 前 言

无源超高频射频识别（Passive UHF RFID）是一个应用在860～960MHz频段的商业化电子标签技术，它不依靠可见的直接路径，而是利用雷达无线电波交流使人或者目标在超过10m范围内被自动识别（见图0.1）。超高频（UHF）为链式管理应用提供了主流的技术支持，如箱子和货物的追踪及可返回集装箱的识别。它还广泛应用于实时库存、工业自动化、货物跟踪、资产管理、叉车监控、身份识别、车辆出入管理、文档的安全性管理和身份验证等方面。UHF标准有很多，如今最为典型的是ISO 18000-6和EPC global2。

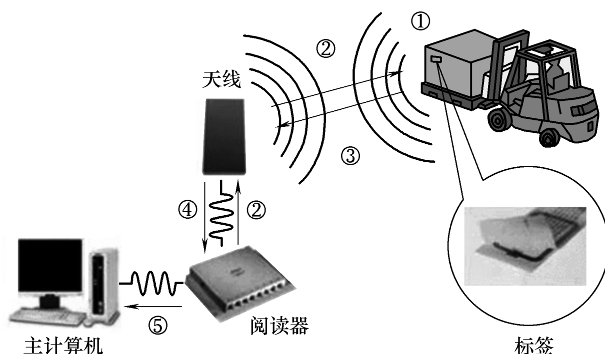


图0.1　UHF RFID通信的功能原理图

①附着在物体上的嵌体：天线上基底膜和包含物体数据的芯片相结合　②安装在门上和柜台上的阅读器发出射频信号　③标签发送数据来响应射频（后向散射调制）　④阅读器发送调制数据到阅读器　⑤阅读器将数据解码，并将其发送给主计算机

如今，许多条形码的处理过程包括将条形码的代码对象和定向的条形码正确地呈现给阅读器。因此，传输系统的运行速度必须低于其最高速度，条形码阅读器才可以识别对象。不同于条形码，RFID标签并不需要限制在阅读器的视线内，它可以嵌入到跟踪对象中，并且RFID具有同时识别多个物体的能力。这是RFID优于条形码的地方，因此它不仅最大限度地减少了人工劳动，而且加快了读取的速度。

高频（HF）技术与UHF技术除了频率以外最主要区别在于它们的读写距离。HF在频率为13.56MHz时最大读写距离大约为1m，而UHF大约为10m。当需要较大读写距离时，就不能再使用13.56MHz频率，因为相对于辐射电阻几乎为零的波

长，HF 天线因为它们的长度太短而辐射距离过短。因此，HF 天线需要被视为近磁场传感器。很多依靠无线电波通信的 UHF 系统可以传播很远的距离。然而，UHF 系统也可以在短距离工作，可以找到商业化的近场 UHF 优化系统用作短距离阅读器的例子，并且在 10m 范围内能被读到的标签同样可以在 10cm 范围内被读到。例如，UHF 技术可以同时满足在装配站的应用中所需要的短距离读取标签及长距离存储、运输和接收处理过程。通过阅读器不同的布置和配置，UHF 系统对不同过程和读写距离进行了优化。

在早期部署应用时，相比较 HF 的解决方案，当 UHF 系统用于液体和金属环境时其性能下降。天线设计水平的提高、阅读器的优化和实践已经克服了这些限制。例如，一些 UHF 标签专门为与金属临近的情况设计，利用金属的导电性增强 RF 的性能。而 HF 技术需要应用于金属和液体环境的这一想法如今更多的是概念而未应用于实际。在供应链的应用中，UHF 被频繁应用在区分含有液体和金属的物件上。

本书的目标不是为了穷尽所有的技术及应用，而是重点在无源 UHF RFID 技术。首先，本书为标签天线设计和芯片工艺提供了一些客观的参考文档，这些文档都是从最新的学术论文、工业数据和作者的经验中提炼而来的。其次是本书包含了来自最终用户、市场和产品的观点。然而，本书没有讨论一些重要的 UHF RFID 话题，如阅读器架构、ISO 18000-6 空中接口协议标准和在全球范围内的规定。

本书是按以下内容组织的：

第 1 章介绍了 UHF RFID 集成电路技术和性能方面的新动态。包括直流电压生成电路及调节器，解调器部分恢复数据，车载振荡器控制数字部分以及数字部分存储的组织，重点在于应用于 ISO 18000 第六部分的第二代 EPC 协议。这部分添加了对集成电路功能、制造问题、匹配需求和测量测试的完整描述。这一基准可以帮助芯片设计者确定这一技术的主要约束。

第 2 章介绍了 RFID 标签的设计和制作。首先，使用低廉小型化材料设计天线只是众多设计者要解决的问题中的一个。当跟踪在不同的公司和世界各地之间货物流量的时候，尽管具有被扰乱的环境特征（如相关物品、其他标签、周围的对象等），标签必须具有良好的读取性能。实现条件是如果标签设计遵循一些规则，其中之一就是 RFID 芯片的宽带阻抗匹配；另一个规则是限制标签对环境的敏感性，包括电介质、电导率和含标签物品形状特征的分析，以便利用它或抵消它。

因为大多数 UHF RFID 标签为偶极子结构，第 2 章首先介绍了偶极子天线的基本电路参数（输入阻抗、辐射阻抗、效率、品质因数和阻抗）。在描述标签介质和金属环境性能影响后，提出了基于 fat 偶极子加载的小型化策略。RFID 芯片和天线之间阻抗匹配的基本问题用单、双调谐匹配策略进行了明确的解释。这也证明了双调谐匹配电路的带宽特性在电介质中是至关重要的。此外，对电感耦合馈电标签天线，以及相关的基于循环的商业化模块，也做了全面详细的介绍。给出了在有接收

者还是无接收者时应用的例子，并且针对薄的和厚的结构也进行了检验。

第 3 章的重点在近场和远场的通信中的雷达散射截面（RCS）和 ΔRCS 的设计方法。

第 4 章对 UHF 的挑战进行了概述，包括其应用、市场、贸易和基本技术，尤其是在供应链管理和零售库存上。投资回报率（ROI）被证明是在购买 RFID 决定中关键的因素。RFID 技术若要刺激相关投资必须要减少成本，增大销量。未来 RFID 的主要讨论话题也很明确：在产品的整个生命周期使用标签，智能嵌入式 RFID 解决方案，无缝和无处不在的基础设施和用来管理小型智能设备的大型网络中的未来软件。

目　　录

译者序

原书前言

第 1 章　超高频标签集成电路的设计与实现 ········ 1
1.1　简介 ········ 1
1.2　集成电路架构 ········ 2
1.3　RF 到 DC 的转换：系统建模 ········ 3
1.3.1　理想直流输出电压的选取 ········ 3
1.3.2　实际直流输出电压的选取 ········ 5
1.3.3　寄生效应和电容量在输出电压上的影响 ········ 6
1.3.4　匹配的考虑 ········ 11
1.3.5　得到的结果 ········ 14
1.4　RF 到 DC 的转换：建议的电路及其性能 ········ 16
1.4.1　阈值电压消除电路 ········ 16
1.4.2　使用自动桥式消除电路的交叉耦合差分驱动 ········ 17
1.4.3　受控制的调谐电压的交叉耦合差分驱动 ········ 18
1.4.4　结果 ········ 19
1.5　电压限制器和调节器 ········ 20
1.6　解调器 ········ 21
1.7　振荡器 ········ 23
1.8　调制器 ········ 24
1.9　数字模块 ········ 25
1.10　技术、性能和发展趋势 ········ 26
1.10.1　技术选择 ········ 26
1.10.2　优化设计 ········ 27
1.10.3　电路性能 ········ 28
参考文献 ········ 29

第 2 章　超高频电子标签的设计 ········ 34
2.1　电子标签天线设计 ········ 34
2.1.1　偶极子天线的基本电路参数 ········ 34

2.1.2 Fat 天线和顶端加载 …… 39
2.1.3 弯折偶极子 …… 41
2.1.4 介电材料和金属材料的影响——损耗和解调 …… 46
2.1.5 近场、远场 UHF RFID 标签的行为 …… 49
2.2 天线的阻抗和微芯片阻抗之间的匹配 …… 50
2.2.1 匹配条件 …… 50
2.2.2 L-matching 基础知识 …… 51
2.2.3 等效电路图 …… 52
2.2.4 双调谐匹配 …… 53
2.2.5 合成双调谐标签和 naive 标签 …… 55
2.2.6 最优双调谐匹配的备选方案 …… 57
2.2.7 有关一个双调谐匹配标签及变量环境中的用法的例子 …… 58
2.3 采用电感耦合反馈的 RFID 标签天线 …… 61
2.3.1 分析模型 …… 61
2.3.2 天线设计与结果 …… 62
2.4 针对包含液体的接收器的组合 RFID 标签天线 …… 64
2.4.1 模块描述 …… 64
2.4.2 电感耦合和天线匹配 …… 65
2.4.3 天线设计 …… 65
2.4.4 原始标签的测量 …… 66
2.4.5 结合空塑料容器和满塑料容器的测量 …… 66
2.4.6 组合天线 …… 67
2.4.7 匹配条件的讨论 …… 67
2.5 金属上的标签 …… 68
2.5.1 低剖面贴片天线的辐射效率 …… 69
2.5.2 超薄金属标签 …… 71
2.5.3 厚金属标签 …… 76
2.5.4 在金属表面改善偶极子设计 …… 79
参考文献 …… 82

第 3 章　后向散射技术及其应用 …… 86
3.1 通过基站和标签之间通信的后向散射原理 …… 86
3.1.1 前向链路：从基站到标签的通信 …… 87
3.1.2 回程链路：从标签到基站的通信 …… 87
3.2 标签的品质因数，$\Delta\sigma_{es}$或 ΔRCS …… 90
3.2.1 雷达散射截面变化的定义，σ_{es}或 ΔRCS …… 90

3.2.2 函数参数为 $\Delta\Gamma$ 时，$\Delta\sigma_{es}$的估计 …… 90
3.2.3 变量 $\Delta\sigma_{es}=f(\Delta\Gamma, \Gamma_1)$ …… 92
3.3 $\Delta\sigma_{es}=f(a)$ 的变化 …… 98
3.4 理论分析后，讨论 RFID 在 UHF 和 SHF 上的实际运用 …… 98
3.5 测量 ΔRCS …… 106
3.6 “雷达”等式 …… 110
3.7 主要公式的总结 …… 111

第 4 章 RFID 市场 …… 113
4.1 引言 …… 113
4.2 市场转折点：用户 …… 113
4.3 RFID 能用来干什么 …… 113
4.4 闭环和开环应用 …… 115
4.4.1 闭环应用 …… 115
4.4.2 开环应用 …… 115
4.5 RFID 的投资收益率 …… 115
4.5.1 介绍 …… 115
4.5.2 降低成本 …… 116
4.5.3 销售量增加 …… 117
4.6 多种 RFID 技术 …… 117
4.7 实例 …… 118
4.8 下一代 RFID：嵌入式产品和完善的基础设施 …… 121
4.8.1 介绍 …… 121
4.8.2 RFID：“即贴即送” …… 121
4.8.3 下一代 RFID：从“摇篮”到“坟墓” …… 121
4.8.4 嵌入式 RFID …… 122
4.8.5 基础设施的普遍化和无缝化 …… 125
4.8.6 用于商务决策的软件 …… 126

第 1 章　超高频标签集成电路的设计与实现

为了满足由于无电池标签的远程偏压所带来的限制，超高频射频识别（UHF RFID）标签芯片的设计面临着全新的挑战。在本章第 1.1 节和第 1.2 节中将对集成电路标签作一个简单的介绍和描述。在第 1.3 节中将介绍理想和实际两种情况下通过电压倍增器将 RF 转换为 DC 的基本原理。在该节的最后将会讨论在中压电容器和输出电容器尺寸中必须考虑的有源器件（二极管和金属氧化物半导体场效应晶体管（MOSFET），两者之间的比较将会突出各自的优缺点）和无源寄生的影响。同时，天线的简化模型和整流器的输入可以使我们了解到匹配的重要性，并且计算出电路的功率转换效率（PCE）。第 1.4 节和第 1.5 节提出了一些最新的电路设计，用来减小有源器件的阈值电压和提高 PCE。第 1.6 节、第 1.7 节和第 1.8 节简单介绍了阅读器和标签之间的信息交换原理，以及如何完善振荡器的设计来减小整体的消耗。第 1.9 节和第 1.10 节列出了最新技术、工艺及在数字应用中的使用趋势，并且列出不同组之间的比较结果。

1.1　简介

全球天源超高频射频识别（UHF RFID）标准 ISO 18000-6 的批准大大激发了研究人员的兴趣，同时该标准还促进了微瓦特级别 UHF 功率整流器的研究工作的展开。事实上，微功率整流器并不仅仅适用于 RFID，其在远程传感器的能量收集模块中也有着广泛应用［TEH 09］。

因为有大量的限制条件，设计一个应用于 UHF RFID 标签的集成电路并不是一项轻松的工作。

一个 RFID 标签的主要特征包括成本、标签和阅读器之间的通信距离以及与系统特性相关的处理时间。为了最小化成本，标签应该与其 IC 和相关天线一起制造，并且在随后的设计规则中也将了解到多个部件和单独的部件都不应该独立设计。尽管只具有十分简单的无源结构，一个 RFID 标签也应该具有增值服务来完成 RFID 标签的特有功能，包括数据写入，制造历史或者分布进程数据的存储，防撞击读取以加速库存搜索或者安全功能去鉴别用户［NAK 07］。

首先，如上所述，为了使零售的价格不要过高，我们所设计的 RFID 应答器的成本应该控制在几毛钱。因为整个产品的成本绝大多数集中在 IC 上，这也就意味着选择较低成本的 VLSI 设计技术对一些问题的设计并不是最好的选择，例如整流器的设计。除此之外，一个标签 IC 设计师必须能够解决较低的电源电压、极低的

功耗、高输入功率动态范围以及高效的天线匹配所带来的挑战。因为读取距离由一个被动后向散射的 UHF RFID 系统中的前向链路来设定，这也就意味着对于一个射频集成电路来说最小化接通功率是最重要的约束。

一些制造商小心翼翼地保护着他们关于设计和制造工艺的秘密。他们销售的产品具有和实验室研究相同的性能。一些在文献中尚无法使用的观点，比如控制从远场到近场的接收功率的分流电阻的最佳选择，已经在实际产品中得到使用。本章旨在使读者理解标签集成电路的设计准则，特别是电压倍增器的设计准则。另外，本章还将介绍不同技术和电路拓扑的结构功率转换效率的性能表现。

1.2　集成电路架构

图 1.1 中显示了一个包括 IC 和匹配天线的完整无源应答器结构的标准框图。通常将其分为由直流电源供应组成的前端，解调器与调制器以及包括控制逻辑、电子擦除、具有电荷泵的电可擦编程只读存储器（EEPROM 的数字部分）。应答器必须从接收到的电磁场中吸收运行所需的功率。这部分功率主要被数字部分使用（经常能达到 70%），还有一部分功率用来完成前端接收由阅读器发出的数据和在标签与阅读器间通过后向散射进行的数据传输。调节器电路稳定了电压倍增器的输出电压，但同时在标签太过靠近基站的情况下也会保持电压倍增器的输入电压低于击穿电压。参考电压有时也被称为带隙基准源和必要输出电压（或电流）来保护电路（例如被用于调节器）。

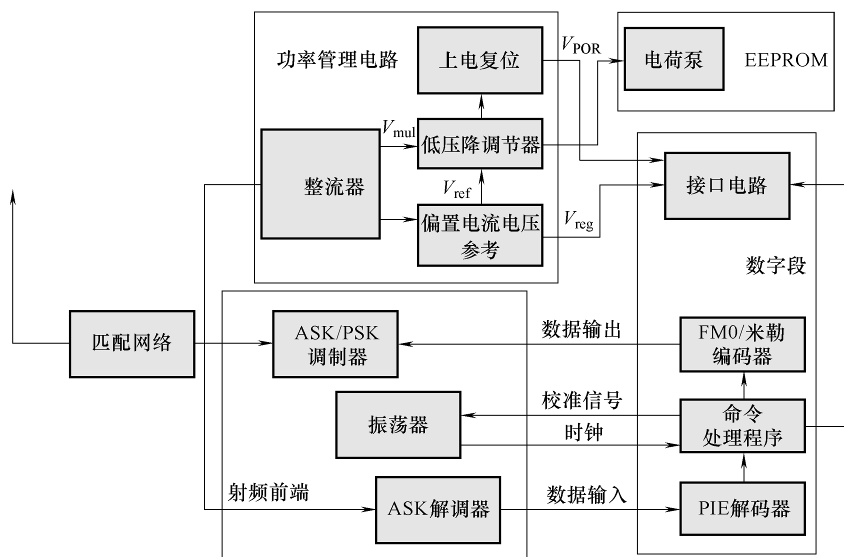


图 1.1　无源应答器结构

1.3　RF 到 DC 的转换：系统建模

实现应答器的高功效有两个目标。这里的功效定义为在应答器天线端的 RF 功率和用于供应应答器的直流模块输出端的直流功率的比值。第一个目标是天线和 IC 之间的功率匹配，第二个目标是考虑输出负载限制的 RF 到 DC 的转换。这里的负载限制包括最小化应答器的直流电压和最小化 IC 中负载的电流消耗（因此即使只定义了输出功率，其各自参数也需要分别满足［BAR 09］）。所以，设计者面临的最大挑战是在维持一个最小的直流电压和电流以供应应答器的条件下，使得整流器更加高效。

1.3.1　理想直流输出电压的选取

对于通信距离在几米内的 UHF RFID 应用来说，当考虑最小灵敏度时，入射信号的能级只有几百毫伏。因此，只能采用多级整流器。图 1.2 中显示了由 Karthaus 和 Fischer［KAR 03］做了略微改动以满足交流到直流的转换的拓扑结构，该拓扑结构由 Dickson 在 1976 年首次提出使用。

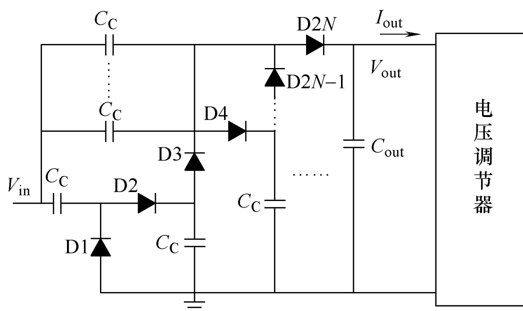


图 1.2　N 级半波电压倍增器和电压调节器

接收到的交流电压通过电压倍增器被转换为直流电压，随后通过电压调节器来平衡和保持［DEV 05］。

基本单元通过钳位电路 C-D1 设置（见图 1.3a），该钳位电路通过收集在 C_C 的输出终端上的等效电荷使得输入信号的负值部分超过 0。等效电荷通过流经二极管 D1 上的地面与 IN 之间的充电电流循环得到。接下来，整流器电路检测钳位电路输出信号的峰值。之前通过 D2 和充电电流存储的电荷被传输到输出电容 C_{out}。在理想条件下，可以写出钳位电路下的输出电压的表达式［CUR 07］：

$$V_{out}(t)=\hat{V}_{in}+V_{in}(t) \tag{1.1}$$

式中，$\hat{V}_{in}$表示 $V_{in}(t)$ 的峰值，即电压倍增器的输入电压。因此，在这个理想模型

中，钳位电路输出端可以输出的最大电压为 $2\hat{V}_{in}$。在整流电路的输出端，该数值由平行电容 C_{out} 维持。

在实际情况下，输出电压需要减去二极管上的电压降，即

$$V_{out}=2(\hat{V}_{in}-V_d) \tag{1.2}$$

式中，V_d 表示二极管上的电压降。

除此之外，输出电压还会由于电容的电流泄漏、寄生并联电阻器和二极管的电流反转等电路元器件的缺陷而进一步降低。

图 1.3a 显示了通过级联两个电路得到半波双倍压器。

为了充分利用输入信号的极性，必须使用图 1.3b 显示的全波双倍压器，这也使得下面的电压调节器可以得到差分输入。

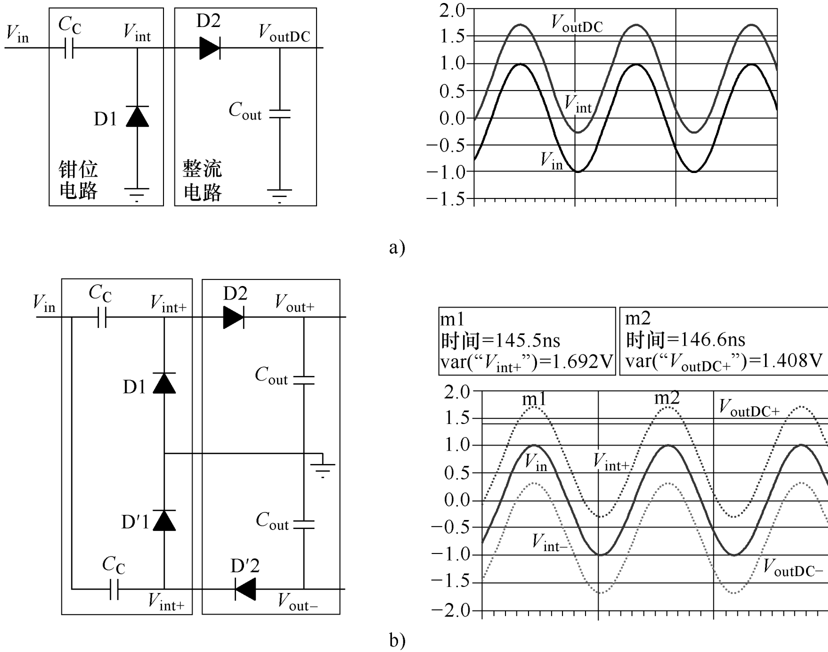


图 1.3　N 级电压倍增器的基本单元：a）半波双倍压器　b）全波双倍压器

当标签在远端时，为了达到必要的输入电压（其值依赖于 CMOS 技术，但在实际中近似为 1.2V），必须使用由 N 个基本单元串联成的 N 级电压倍增器。

那么，在 N 级半波电压倍增器的输入和输出之间产生的电压为

$$V_{out}=2N(\hat{V}_{in}-V_d) \tag{1.3}$$

在 DC 分析中，电容表示开路，所以在串联电路中有 $2N$ 个相同的二极管，因此在每个二极管上关于时间的压降可以写为

$$V_d(t)=\pm V_{in}\cos(\omega_0 t)-\frac{V_{out}}{2N} \tag{1.4}$$

1.3.2　实际直流输出电压的选取

事实上，式（1.3）只是对电压的粗略近似求解，因为该式中阈值电压被看作是常量。实际上，肖特基二极管阈值电压是由直流电流 I_d 和饱和电流 I_S 通过电流与电压之间的指数定律决定的（对于连接二极管的 MOS 来说，是通过平方律决定的）。因此，可以得到一个与二极管电流，即实际中的负载电流呈对数关系的二极管前向电压降，即

$$V_d \approx \eta V_{thermal} \ln\left(\frac{I_d}{I_S}\right) \quad (1.5)$$

式中，η 是二极管的非理想因子。因此考虑从属关系和通过饱和电流的工艺选择，式（1.5）可以写成以下形式，

$$V_{out} = 2N(\hat{V}_{in} - V_d(I_d, I_S)) \quad (1.6)$$

在 UHF RFID 应用程序中，输入电压的振幅相当微弱，并且二极管在一个电压降严格依赖于电流的区域工作，如图 1.4 所示。

如图所示，当 I_S 是 200nA 时，通过二极管的电流在 2 ~ 4μA 变化。因此，电压降在 60 ~ 75mV 之间变化。

正如图 1.5 中对于一个 1.2pF 的耦合电容、一个 12pF 的输出电容和一个 120nA 的二极管饱和电流所进行的仿真［BAR 09］所示，由于非线性关系二极管电流具有脉冲波形。

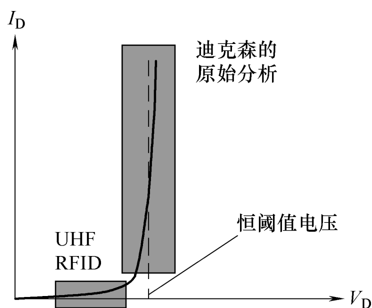


图 1.4　在迪克森的原始分析和 UHF RFID 应用程序中二极管的工作区域

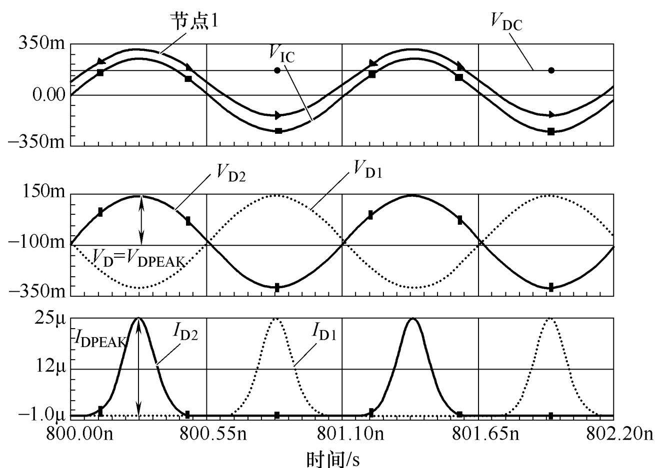


图 1.5　在稳定状态条件下，在肖特基二极管双倍压器中的电压与电流

正如所看到的，阈值电压不能被忽略，因为它代表了近似 100mV 的下降（依赖于 DC），这个下降的数值与输入电压的振幅在一个数量级上。找到阈值电压的准确值很重要，因为一个很小的误差在经过几个级数后就会被放大，这样就会严重改变直流输出。

整流器的输出可以被视作电流源，它的值由 IC 的电流损耗决定。也就是说，由于电荷守恒，在一次传导循环过程中瞬时电流的平均值与来自输出的负载电流相等，在这个例子中 I_{out} 等于 3.44μA［BAR 09］。因此，如果输出（或者负载）电流增加，峰值电流也会增加，从而导致在式（1.7）中的平均电流增加，即

$$\frac{1}{T}\int_{0}^{T} I_{d}(t)\,dt = I_{out} \tag{1.7}$$

类似的，如果输入电压增加，二极管电流的峰值也会增加，并且这样会导致脉冲形状的改变。

因此，从直流输出产生的观点来看，输入电压和输出电流决定了二极管的电压降。事实上，由于整流器的工作方式，阈值电压仅仅只由电流 $\hat{I}_d$ 的峰值决定。因此，直流输出电压最终形式如下，即

$$V_{out} = 2N\{\hat{V}_{in} - V_d[\hat{I}_d(\hat{V}_{in}, I_{out}), I_S]\} \tag{1.8}$$

在由余弦函数的指数形式的修正贝塞尔函数描述的电流和电压关系的基础上，一些作者（像 De Vita 和 Iannaccone［DEV 05］）建立了对于一般 N 级整流器的输入输出关系：

$$\left(1 + \frac{I_{out}}{I_S}\right)\exp\left(\frac{V_{out}}{2\eta N V_{thermal}}\right) = B_0\left(\frac{\hat{V}_{in}}{\eta V_{thermal}}\right) \tag{1.9}$$

在这里，可以清楚地知道设计者选择 V_{out} 作为目标输出参数，而 I_{out} 为因变量［TEH 09］。

1.3.3　寄生效应和电容量在输出电压上的影响

到目前为止，只考虑了阈值电压作为主参数决定直流输出电压的情况。但是，在实际中其他参数对它也会有一定影响，如二极管模型、耦合和控制电容器的参数。

为了解决上述问题，首先，需要知道什么是非理想性以及对于整流器的每个元素寄生效应出现在哪。

1. 有源元件的寄生效应

2003 年，Karthaus 和 Fischer 首先声明［KAR 03］，对于作为转换器的电荷转移器件，设计者可以在肖特基二极管和金属氧化物半导体场效应晶体管

（MOSFET）之间做出选择。对于后者，出现了许多解决方法，例如本地的晶体管的使用、特殊的偏置电路，通过模拟内存或者动态门限 MOSFET 的阈值编程［TEH 09］。

在设计一个用于 UHF RFID 系统的肖特基二极管时，数值、相关的非线性和二极管的 RC 截止频率都是需要考虑的。并且，二极管的寄生效应由几何尺寸和物理工序决定。在一个标准的 CMOS 工序上必须使用一个具有通用掩膜的简单集成的方式来实现二极管。图 1.6 所示是一个典型的平面二极管［JAM 06b］，图 1.7 显示了和它相关的电动模型。它包括一个连接 n 阱活跃区域的肖特基接触和一个连接掺杂 n^+ 膜的欧姆接触。这个结构允许使用紧凑的布局以便于最小化外部参数和电容的数量。

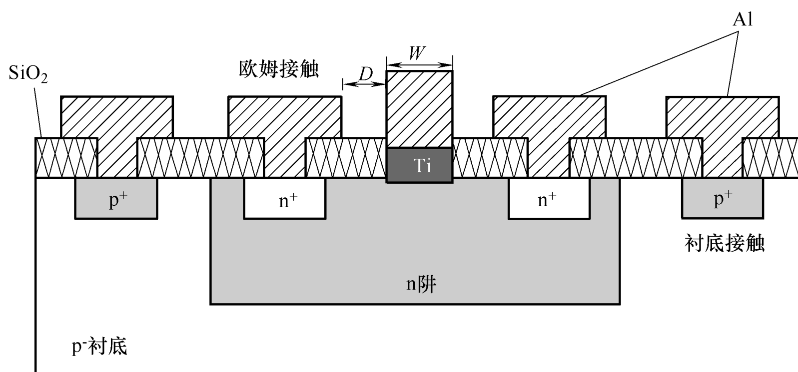


图 1.6　平面肖特基栅栏二极管的横截面

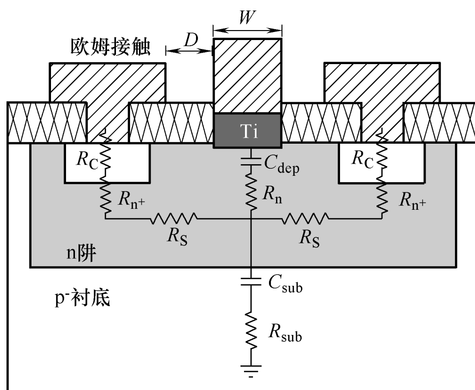


图 1.7　平面肖特基栅栏二极管的横截面的电动模型

当选择肖特基二极管时，使其具有较大的饱和电流 I_S 是很重要的，因为那将使得正向电压降较低，同样也会使得基层 C_{sub} 的结电容和寄生效应都比较小。然而，较大的肖特基二极管虽然具有较大的饱和电流，但同时也会带来较大的电容，

而电容控制着功耗，所以需要对二极管采取最优选择。

在图 1.8 中的节点 1 处，可以很清楚地知道这个基底电容类似于并联电容 C_{PARA}，它是结电容 C_{D1} 和 C_{D2}、标有 C_{TUBD2} 的串联二极管 D2 的电容加上互连的导线电容的总和。因此，C_{PARA} 一般要比 C_C 小一个数量级。

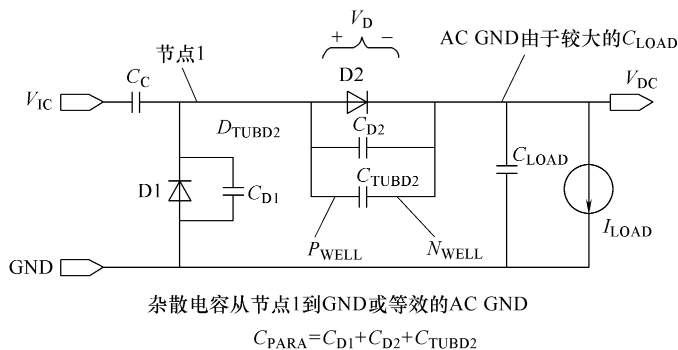


图 1.8 肖特基二极管的横截面和有寄生效应的双倍压器

二极管和耦合电容的串联电阻可以通过多指结构最小化，由于直流二极管电流很小，所以通常情况下串联的电阻 R_s 在 UHF RFID 中可以被忽略，这会导致小电阻的压降低于 1mV。

使用肖特基势垒二极管（SBD）方案的主要限制是需要对 CMOS 工序进行专门的改进。许多实验室都在寻找如何最优化的 MOSFET 方法。随着晶体管的尺寸越来越小，有效的阈值电压越来越接近 SBD 开启电压［THE 09］，大约为 150 ~ 200mV。

与 SBD 不同的是，MOS 管在一次传导过程中工作在不同区域。当它处于开启状态时，大多数时间它处在超阈值区域，在这个区域中，基极电流与栅极电压成比例。当它处于关闭状态时，它会传导反向漏电流（基极和源极的倒置）。当栅极与源极相连时，电流低于阈值并且不能被忽略。因为［YI 07］：

（1）它随着阈值电压的降低会具有指数级的增加；

（2）电流具有相同的数量级（μA）；

（3）功耗不能被忽略，因为它会持续半个周期。

在图 1.9 中进行了说明，反向电流导致功率消耗。

2. 无源元件的寄生效应

同样地，由于在充电时耦合电容器基底的漏电容也会导致寄生效应。因此，也应该被最小化。

事实上，附加的平行电容器对地面的影响很大，我们将在后面的匹配问题上讨论它的影响。现在，就像图 1.8 所示的那样，它们仍然作为分压器，因此在转换公式中，不仅要考虑输入电压，还要考虑在节点 1 处的修正电压。

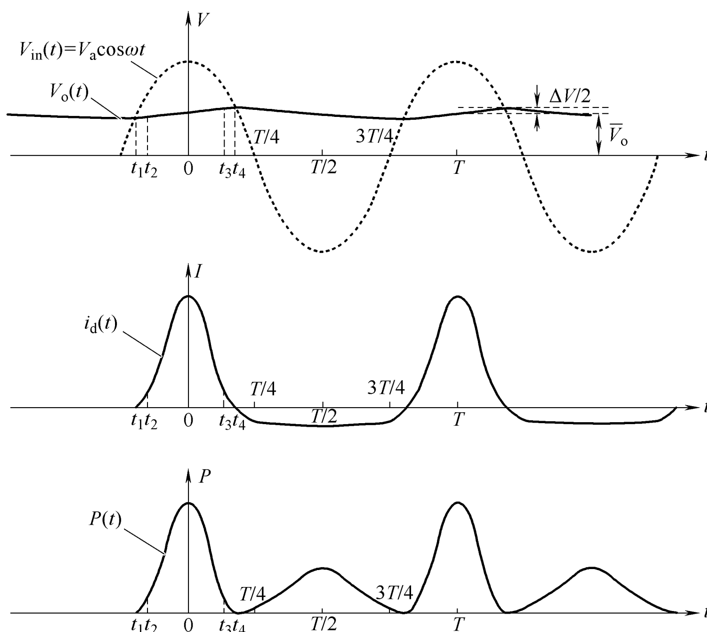


图 1.9　输入和输出电压、电流和功耗的波形

如果考虑的电容模型如图 1.10 所示［MAN 07］，首先应该假设输入信号和耦合电容器 C_C 的顶层相连。在这个模型中，焊盘和封装电容在整流电路的尺寸上相互独立，并且被划分到 C_{pak}。整流器的输入电容是 C_{PARA}，并且由于二极管和晶体管的原因需要在每一级的输入中考虑与地面之间的寄生电容。在 C_C 的底部金属板和地面之间的电容为 C_{CP}。

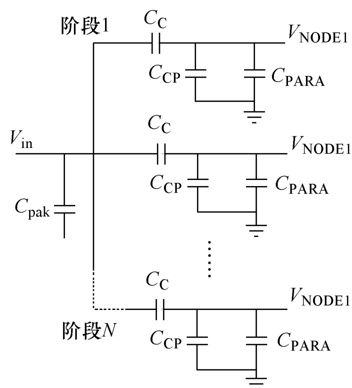


图 1.10　在理想的整流器前的电容的寄生电路模型

这个模型推导出的式（1.10）清楚地显示了分压器的影响依赖于 C_{PARA}、C_C 和 C_{CP} 的值。

$$\alpha = \frac{V_{NODE1}}{V_{in}} = \frac{C_C}{C_{PARA} + C_C + C_{CP}} \qquad (1.10)$$

3. 输出电压寄生效应的影响

式（1.10）表明降低电容 C_{PARA} 是非常重要的。更重要的是，所有的输入电容表明，全部的阶段都是平行的。这种并行的后果是，RF 电压适用于一个极低的阻抗，因此可以预期标准输入输出电压振幅下电压倍增器的最佳阶数。

图 1.11 表明，C_{PARA} 二极管的结电容的巨大影响可以解释最小化二极管的尺寸的重要性，无论采用肖特基二极管还是在二极管连接的 MOS 管。

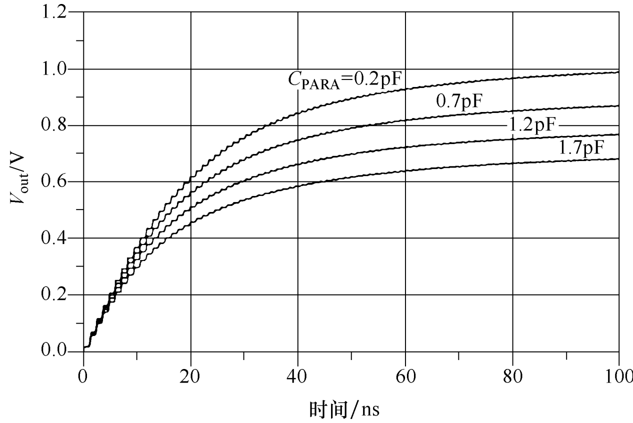


图 1.11　当 $C_C = 5$pF 时二极管结电容对输出电压的影响

4. 中间电容器的尺寸

这些电容器作为电荷转移设备。当在输入信号负周期期间电容器进行充电，当输入信号正向时，释放电荷。因而，一个很小的值将会缩短电荷流向下一级的时间。另一方面，一个很大的值将会增加时间常数 *RC* 的值。同时，电压倍增器作为低通滤波器可以减缓标签和阅读器之间的数据交换。为了避免中间的功放产生分压，中间电容器必须合理选择使得它们满足 $C_C \geq 10C_D$，其值通常约 2～3pF。从式（1.10）可知，在这种情况下，电压损失不超过 C_{CP}/C_C。

由于看到了 DC 的输出功率依赖于电压倍增器上的电压，因此必须考虑在 AC 模式下的电路状况。在 AC 分析中显示，中间电容器（除了所有的输出电容器）应该表现为短路；所以，所有的二极管都平行输出。

因此，对于这些电容器，基底电容必须降低。最好的方式就是选择多触点顶部金属层配置或者利用顶部两个金属层的电容来建立它们［JAM 06a］。

5. 输出电容器的容积

为了确保输出 DC 电压是持续的，这些输出或保持电容器 *C* 必须具有特定尺寸以便它的持续时间要比 RF 输入信号［DEV 05］时间长很多，并且保证即使当来自于天线的 RF 功率在时间 T_{low} 内无法利用时也可以正常操作。如果认为整流器的大部分负载是由板上的时钟频率的数字部分 T_{ck} 产生的，则 C_{out} 的最小允许值可由下面的公式给出［MAN 07］：

$$C_{out,min} = C_{sw} \frac{T_{low}}{T_{ck} \ln\left(\frac{1}{\alpha}\right)} \tag{1.11}$$

式中，C_{sw} 是电容总量，通过在 V_{dd} 和地面之间的数字负载来调节；α 是 V_{dd} 衰减的百分比。

这个公式导出了当前电容值接近于 50～150pF。

6. 寄生对功率损耗的影响

由于基底耦合产生的损耗都可以通过下式计算得到［KAR 03］：

$$P_{sub}=\frac{1}{2}V_{in\text{-}sub}^2\frac{R_{sub}}{R_{sub}^2+(\omega C_{sub})^{-2}}\approx\frac{1}{2}V_{in\text{-}sub}^2R_{sub}(\omega C_{sub})^2 \tag{1.12}$$

式中，$V_{in\text{-}sub}$是设备相对于基底的 RF 峰值电压；C_{sub}是基底电容总量；R_{sub}是基底串联电阻值。

所做的假设是基于常见的低电阻率基底，此时 $R_{sub}C_{sub}\omega\ll 1$。

在得出最终结论之前，必须先处理第二个约束，那就是匹配。

1.3.4　匹配的考虑

1. 集成电路输入的电压和功率

可以通过增大在标签天线和整流器的输出结构之间传输的功率来提升阅读器和标签之间的传输能力。

这个完整的系统可以用一个通过匹配电流连接到 IC 上的天线进行建模，如图 1.12 所示。

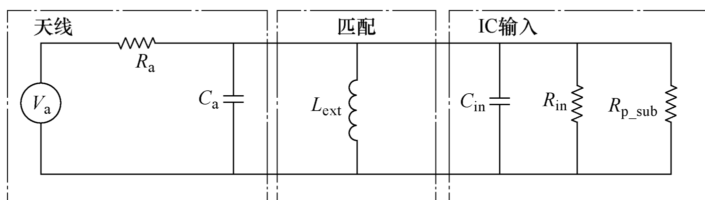


图 1.12　天线匹配和整流器输入简化模型

在计算 IC 终端输入电压和功率以及导出标签的输入阻抗之前，必须首先考虑匹配网络所带来的影响。

根据 Barnett［BAR09］提出的理论，没有必要使用一个具有感应探测序列的经典的 L 匹配单元，因为需要的 R_{in}/R_a必须高到可以使 Q 电压在应答器输入端得到提升。但是，与此同时，必须提高辐射电阻来增大 V_a。所以，序列匹配不是首选的方式。反之，并联电感匹配可以带来便捷，并且改进静电放电（ESD）性能。因此，一个并联电感必须容易印制，并且可以作为 IC 的输入电容的天线补偿。

假如定义 P_{av}作为天线终端的可用功率，当系统天线整流器符合条件时，有以下公式：

$$P_{av}=P_{ERP}G_R\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \tag{1.13}$$

式中，P_{ERP}是有效发射功率；d 为间隔距离。

假如 V_a为天线开路电压，R_a为天线辐射，则 V_a与可用功率存在如式（1.14）所示的关系：

$$\hat{V}_a = \sqrt{8P_{av}R_a} \tag{1.14}$$

因此，由上式可知，峰值电压 V_a 与辐射阻抗的平方根是成比例的。因此，在此标准下，必须选择一种具有高辐射阻抗的天线（例如有 300Ω 的折叠偶极子天线）。

如果假设 IC 的输入电容由并联电感线圈补偿，并且电阻 R_{in} 代表并行电压倍增器输入电阻的等效电阻，该电阻代表着整个电路的直流电消耗。

在这种情况下，这个电路的输入电压可以写成如下形式：

$$\hat{V}_{in} = \hat{V}_a \frac{R_{in}}{R_{in} + R_a} = \sqrt{8P_{av}R_a}\frac{R_{in}}{R_{in} + R_a} \tag{1.15}$$

因此，当天线与整流器相匹配时最大功率 P_{in} 被整流器所吸收，并且有 $P_{in} = P_{av}$。

为了在欧洲规范下获得电压和功率，我们在 IC 终端做了一个当 R_a 分别为 300Ω 和 800Ω 时电路输入功率和电压的简单计算。注意到，我们不能更改 IC 的输入电阻（近似为 1000Ω），但其随着直流电流的增大而减小：$F = 868\text{MHz}$；$P_{ERP} = 2\text{W}$；$G_R = 1.64$；$R_{in} = 800\Omega$。

表 1.1 清楚地显示，为了能同时满足最大功率转化和最大输入电压这两个标准，必须匹配天线和电路转换器，而且必须具有最高的天线辐射电阻。这意味着，设计者需要降低功耗（技术选择）和输入电容（技术选择、阶数和精心布局）。

表 1.1　IC 应答器的输入功率和电压

	距离	4m	8m		距离	4m	8m
$R_a = 300\Omega$	P_{in}/dBm	−5	−11	$R_a = 800\Omega$	P_{in}/dBm	−8.5	−14.5
	V_{in}/mV	440	220		V_{in}/mV	480	240

在这些计算中，已假定反向散射调制器是被除去的，只考虑应答器的输入阻抗。

正如之前看到的，应答器天线的功率变化作为在阅读器和应答器之间距离的二次方。这个匹配应该在以下情况下考虑：天线的最小可用功率能在最远距离（最大工作范围）的情况下确认正确的标签选项。关于决定何种输入电路阻抗状态的问题，我们应该使用此种匹配，此答案已经由 Curty［CUR 07］提出，他指出应该考虑 R_{in} 的最小值（输出电流处于其最大值，应答器的模拟和数字部分完全运作）。因此，当匹配错误发生于 R_a 和 R_{in} 之间时，V_{in} 处于其最高级别。

2. 等效输入阻抗

除了输出电压方程之外，输入阻抗方程对于优化整流器也很重要。为了实现匹配的目的，我们需要理解 Z_{in} 的物理意义。首先，可以考虑如图 1.12 中所示的这一阻抗的两个贡献。应答器的阻抗包含一部分与输入电压 V_{in} 无关的部件和另一部分非线性并且在很大程度上取决于输入电压和负载电流的部件。

首先探究功耗部分，DeVita 和 Iannacone 认为通过将每个二极管和基板中消耗

的平均功率相加得到给定的输出电压和功率所需的输入功率，以及负载 P_{out} 所需的功率。通过对式（1.9）的研究分析，他们发现输入功耗可以写成一阶修正贝塞尔函数的形式［DEV 05］：

$$P_{in} = 2N \cdot I_S \hat{V}_{in} B_1 \left(\frac{\hat{V}_{in}}{V_T}\right) \exp\left(-\frac{V_{out}}{2NV_T}\right) + P_L + P_{sub} \tag{1.16}$$

注意，输入电压实际上应为在式（1.10）中所提到的 V_{node1}。所以输入电阻被视为等效电阻的相关功耗：

$$R_{in} = \frac{\hat{V}_{in}^2}{2P_{in}} \tag{1.17}$$

可以看出二极管电流和二极管电压之间是非线性关系。所以，在这里，当认为这个等价多项式首项的吸收电流与输入电压或者输入功耗相关联的时候，可以取其近似值。即使因为脉冲电流（见图 1.5）导致该值与真实值相差甚远，电阻所消耗的平均功率 P_{in} 也足够消除这个影响；该近似值与测量结果十分吻合。

为了求出等价的输入电抗，需要知道电容值的函数。该函数是通过外部电压计算得到的。所以，单个二极管应该采取的平均值为

$$\overline{C}_d = \frac{1}{2\hat{V}_{in}} \int_{V_{dmin}}^{V_{dmax}} C_d(V_d)\,dV_d \tag{1.18}$$

式中，V_{dmin} 和 V_{dmax} 分别为最小和最大电压降。总输入电容会考虑全部二极管的并联电容：

$$C_{eq} = 2N \cdot \overline{C}_d \tag{1.19}$$

接下来，当考虑寄生电阻时，可以写出所有电压倍增器输入的容量总和：

$$C_{in} = NC_C \frac{C_{PARA} + C_{CP}}{C_{PARA} + C_C + C_{CP}} \tag{1.20}$$

式中，$C_{PARA} = C_{D1} + C_{D2} + C_{TUBD2}$。

事实上，电阻部分必须进行调整，因为必须考虑基底的损耗功率产生的寄生效应。它可以被物理建模成串联寄生电阻 R_{sub}（见图 1.7）。这个回路被转化成一个等价的并联模型［NAK 07］。因此，我们有一个由寄生电阻和二极管电容决定的虚部电抗，以及一块依赖于电流消耗和基底的阻性的实部电抗，如图 1.12 所示。

在理想状态下，R_{p_sub} 应该至少为天线阻值的十倍，而天线电阻大约为 1kΩ 或者少于 1kΩ（但是无论如何都应为其最大值以保持最大输入电压）。事实上，其值主要由输入电流大小决定。此外，即使此输入电流或多或少受外部修正感应器的影响，它也一定是可以控制的。因为过高的电容值意味着系统 Q 的增长，将给在 900MHz 附近的 100MHz 的带宽覆盖带来困难。出于这个原因，Q 通常被限制在 6 ~ 8 之间。

例子：

如果工作频率是868MHz，并且 C_{in} 只有1pF，则并联寄生电阻的输入阻抗只能提升到3kΩ。同时，当芯片消耗100μA 时，由于损耗，在1V 直流电压下输入阻抗为10kΩ。因此，可以得出结论，输入阻抗的设计要求是减少输入寄生电容值的大小。

对于一个商用电路来说，很容易找到以下数据：总串联输入电阻为6.7Ω，$C_{in}=0.88$pF，可以得到总的并联输入电阻5.8kΩ。

最后，在出示所获得的结果前，我们知道一个大的二极管（或二极管连接的MOS 管）将导致一个较低的阈值电压 V_d，并且增加了输出的DC 电压［$V_{out}=2N\cdot(V_{in}-V_d)$］。与此同时，大二极管的使用将会导致大的寄生电容，并且需要增加耦合电容来减少损耗，见式（1.10）。然而，不断增加的 C_c 增加了它自己的寄生电容，也增加了整流器的输入电容。事实上，二极管大小和耦合电容应该匹配来提高输入电压。另外，可以通过减小输入电阻进一步提高输入电压以简化天线的匹配。

1.3.5 得到的结果

Barnett 提出了一个很有趣的方法，该方法考虑了之前提到的电容分压器，同时强调了通过一个变量 $\chi(\chi=\hat{I}_d/I_{out})$，把二极管峰值电流和负载电流联系起来的重要性：

$$V_{out}\cong N\left[\hat{V}_{in}\left(\frac{C_c}{C_c+C_{para}}\right)-\eta V_T\ln\left(\frac{\chi I_{out}}{I_S}\right)\right] \tag{1.21}$$

所作假设是输出、保持电容或者负载电容比耦合电容大得多，所以在式（1.21）中忽略了耦合电容。这种模式能够为具有非线性 spice 仿真的小电流提供了良好的匹配（最大输出电流时的误差 <5%），如图1.13 所示。

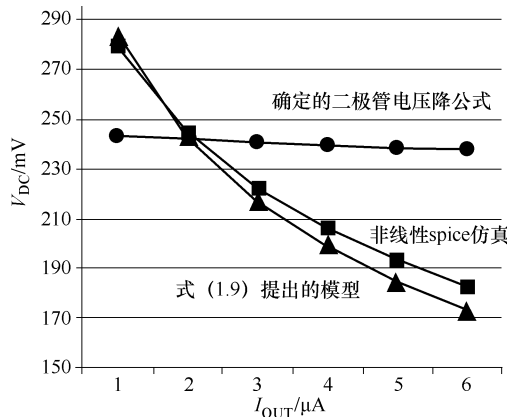


图1.13　式（1.9）的模型、非线性 spice 仿真和固定的二极管电压降模型的比较

它清楚地表明了输出电压与负载电流具有很强的相关性，超过 50% 的 V_{DC}变化是由小负载电流 1-6 的变化引起的。当电流为强电流（超过 20μA）时，斜率减小。所以，在设计一个电压倍增器时，必须考虑这一事实和开启电压为最小这一必要性（IC 全部运行，负载电流约 80μA）。

通过选择一个合适的阶数，可以获得任意电压。然而，当且仅当小电流时电压是有效的。只要电流增大，就有一个同步的交流电通过电容，导致电压降以及后续阶段的低输入电压。实际上，几乎没有超过 15 阶的电路［JAM 06b］。

功率转换效率（PCE）被定义为输出功率除以输入功率。如式（1.17）所示，输入功率是输出功率、二极管损耗功率以及基底损耗功率的总和。

$$\mathrm{PCE} = \frac{P_{\mathrm{OUT}}}{P_{\mathrm{IN}}} = \frac{P_{\mathrm{OUT}}}{P_{\mathrm{OUT}} + P_{\mathrm{LOSS}} + P_{\mathrm{SUB}}} = \frac{P_{\mathrm{OUT}}}{P_{\mathrm{OUT}} + NP_{\mathrm{DIODE}} + P_{\mathrm{SUB}}} \qquad (1.22)$$

式中，P_{DIODE}是每个二极管损耗功率的和，并且 $P_{\mathrm{DIODE}} = P_{\mathrm{FORWARD}} + P_{\mathrm{REVERSE}}$。

二极管损耗来源于当电流经过二极管的电阻性损耗（由阈值电压确定）和当二极管在断开状态时的反向漏电流。所以，一个与小的反向电流和小的寄生输入电容相关联的小阈值电压使我们能够达到更高的 PCE。

在图 1.14［KOT 09］中，PCE 是一个大的具有不同参数的动态输入功率的函数，其与很多不同的参数相关。这项研究显示具有其他拓扑结构的比较，这些结果会在接下来的章节中介绍，比如静态的阈值电压消除技术（自阈值电压消除（SVC）、外部阈值电压消除（EVC））和主动消除技术（内部阈值电压消除（IVC）和研究）。

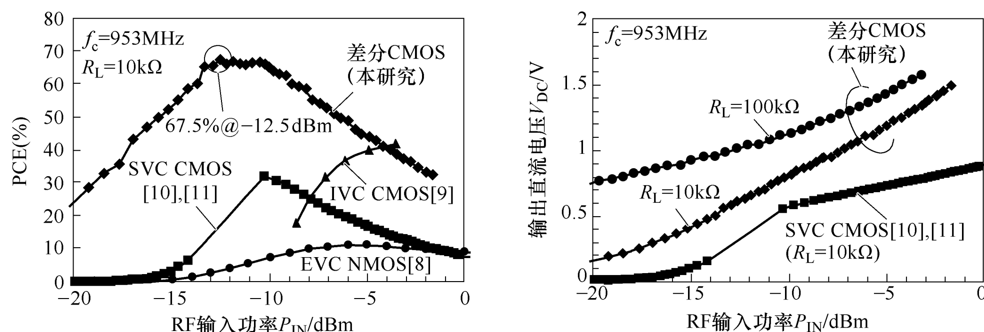


图 1.14　射频输入功率函数中 PCE 和 DC 输出电压的变化趋势［KOT 09］

根据研究，在正向偏差条件下可以最小化阈值电压 V_{th}，在反向偏差条件下可以增大阈值电压，从而减少反向电流泄漏。

因此，射频到直流的方程应该考虑二极管的非线性正向压降以及天线和整流器输入端之间的阻抗匹配条件等重要参数，包括：

（1）有效功率；

（2）天线辐射电阻；

（3）二极管的阶数；
（4）直流电压和负载电流；
（5）寄生电阻损耗部件；
（6）二极管和电容器的尺寸；
（7）工作频率。

1.4　RF 到 DC 的转换：建议的电路及其性能

1.4.1　阈值电压消除电路

基于迪克森电压倍增技术的传统整流器结构由于二极管或者与二极管连接的晶体管的前向电压降导致较低的功率转换效率。尽管许多电路依然采用传统结构，但无论是肖特基二极管还是二极管连接的场效应晶体管，我们都还有许多其他的解决方案。在使用零阈值晶体管的情况下，并不能解决大量反向漏电流严重降低效率的问题。虽然确实能帮助解决这一问题，但是效果并不令人满意。为了达到更好的性能，我们尝试了很多不同的电路设计方法。通过引入一个栅极偏置，以减小 V_{th} 的影响，这几乎等同于导通电压。

Umeda［UME 06］首次提出 EVC，紧接着 Nakamoto［NAK 07］提出 IVC。

Nakamoto 等人提出的整流器是一种单级镜像结构，如图 1.3 所示；它与传统结构有很大不同，其中所述阈值电压并不是电驱动补偿，其单位晶格如图 1.15 所示。

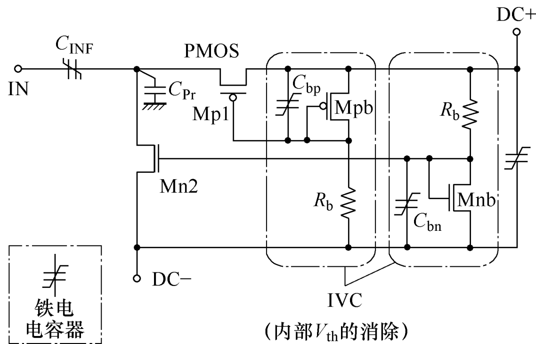


图 1.15　CMOS 半波整流器［NAK 07］

在这个电路中，阈值电压的消除是通过在 PMOS Mp1 和输出电源电压中插入内部 V_{th}的消除电路（IVC）来实现的。电容器 C_{bp}使用 Mpb 复制 Mp1 保存 PMOS 二极管 Mp1 的阈值电压。用同样的方式处理 NMOS 二极管 Mn2。这个电路通过匹配晶体管精确的追踪过程和温度变化。R_b的选择应该尽可能的大，从而避免 IVC 分支电流。

图 1.16 描述了完整的全波整流器电路。它利用先前提到的两极来最优化功率效率。当使用交流电时，镜像结构有助于剔除 IN 节点的寄生电容的影响。

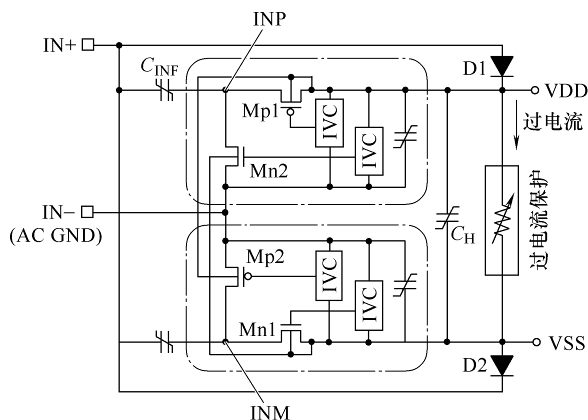


图 1.16　使用镜像堆叠结构的完整的全波整流器。该整流器在条件 953MHz，输入功率为 −6dBm 下，效率为 36.6%［NAK 07］

1.4.2　使用自动桥式消除电路的交叉耦合差分驱动

但是在先前的电路中，由于过多的直流偏压导致有效阈值极小时，MOS 管一次会亮很长时间，反向漏电流增加，并且会消除输出电容器的积累电荷。为了解决这个问题，Mandal［MAN 07］和 Kotani［KOT 09］通过引进动态消除技术对其进行了改善，如图 1.17 所示。他们证明，使用静态消除技术不可能同时实现小的导通电阻和小的反向漏电流。

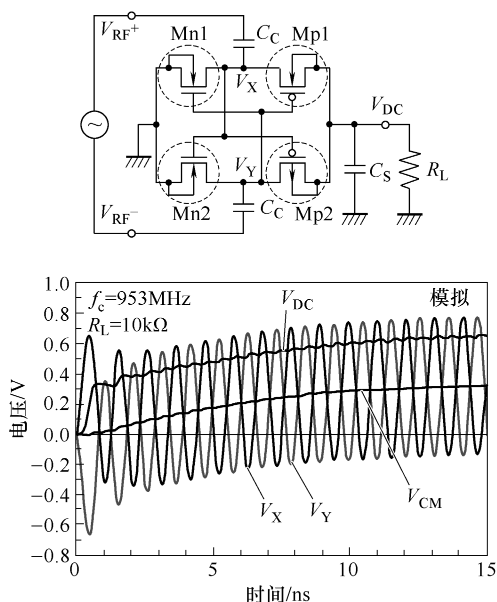


图 1.17　使用桥式交叉耦合差分驱动［KOT 09］

仿真结果显示共模电压（直流分为 V_X 和 V_Y）由整流操作产生，是直流输出电压的一半，这和先前的静态补偿方案有相似之处。除此之外，在这个差分结构中，门电位由差分输入信号决定。无论 V_X 是负还是正，改变 Mn1 和其他的门电位，反向漏电流也会减小。

图 1.18 显示了静态和动态消除技术的测量结果，以及简单的二极管连接的晶体管。

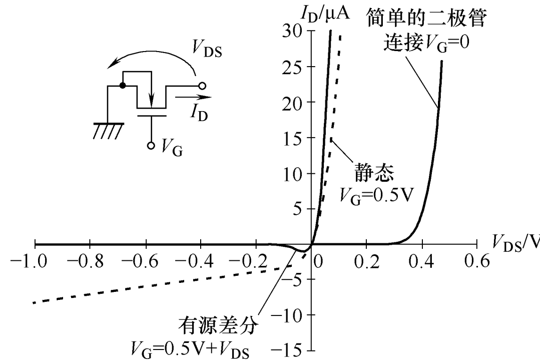


图 1.18　二极管连接的电流电压特性（晶体管）［KOT 09］

直流偏压的两种类型均设为 0.5V。就像之前提到的一样，在静态的结构中，导通电阻减小而反向电流增大；而在动态的结构中，两者都达到了最小。其中发电电压定义如下：

$$V_{outDC} = 2N(\hat{V}_{in} - V_d) \tag{1.23}$$

1.4.3　受控制的调谐电压的交叉耦合差分驱动

在一般的方法中，出发点是满足负载电流要求的晶体管的维度。一些作者（如 Wong 和 Chen［WON 11］）通过设置一套电路参数（V_{out}、V_{out}/V_{inpeak}）和 PFET 与 NFET 之间的晶体管宽度比把效率和负载电流的问题分开。首先，他们找到最大功率转换效率。随后，保持参数不变，将晶体管独立测量以达到负载要求。

图 1.19 展示了他们的整流器，正如之前所看到的，他们选择了桥式交叉耦合差分驱动。所有的 NMOS 晶体管接地，而大部分 PMOS 晶体管根据它们的阶数不同有很大差异。所以，这和刚才看到的 PMOS 门被连接到该单元的输出的动态过程是一个不同的方案。这个的优势在于，可以根据数字动态控制微调每一个晶体管的电压。注意电容 C_{int} 可以忽略，因为 Q3 的正向电流被注入级间，同时下沉到 Q8。这在晶体管之间达到最佳匹配。另外，即使一个小的电容也有助于减少电压脉动。

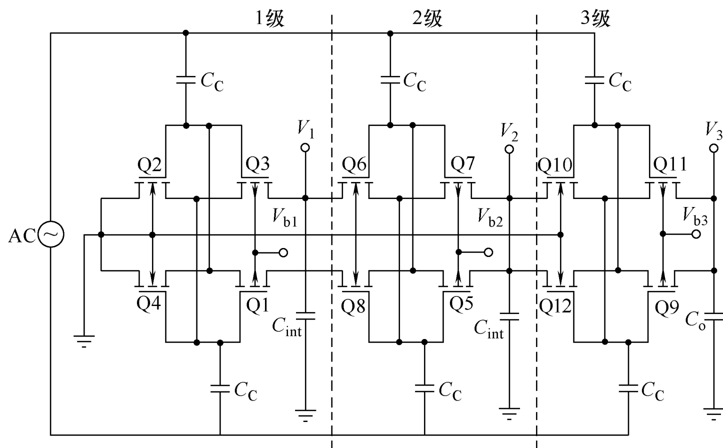


图 1.19　三级差分驱动 CMOS 整流器［WON 11］

1.4.4　结果

为了证明主要设计参数的影响，并给出一个具体实施方案，我们论证了由 Kotani［KOT 09］（见图 1.14）给出的结果。

当假设完美匹配时，在 −16 ~ −7dB 区间内效率可以达到 50% 以上。

效率的下降是由于自动静态的共模电压的增加，导致大型的射频输入条件下的反向电流增加。因此，它可以作为一种自我输出的功率调节系统。

关于 PCE 对频率的依赖性如图 1.20 所示。应当注意到当频率增加时 PCE 不断减少。这是因为交流电阻变大后所带来的损耗以及输入电抗 C_{in}减少而引发的不利影响。

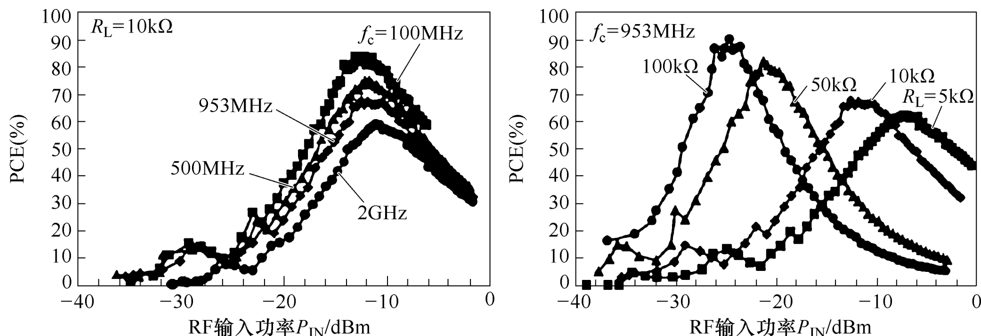


图 1.20　PCE 和 DC 作为 P_{IN}频率和输出电阻的参数［KOT 09］

合理的效率是随负载电阻的变化而变化的。它从对应 −24dBm 的输入功率的 100kΩ 负荷的 90% 变为对应于 −9dBm 的输入功率的 5kΩ 负荷的 65%。

在精心设计的整流电路中，其性能并不会完全受晶体管尺寸的影响。针对导通电阻的减少和输入电容的增加导致的寄生损失的增加和大型晶体管泄漏的情况还有折中方法可以采取。另一方面，如果晶体管太小［YI 07］，那么电荷转移是不完整的，会导致输出电压过低，从而降低效率。因此，必须要有一个最佳的晶体管的尺寸可以最大限度地提高效率和优化输出电压。

1.5 电压限制器和调节器

和电压倍增器连接的就是电压限制器。不管在任何时候当标签和阅读器有着近距离接触都需要有电压限制器来避免过电压造成的损害。

Fernandez［FER 12］提出的新体系结构与常规的（半导体晶体管连接到地面的链）相比纠正了两个缺点：第一，电压限制器对温度的变化和过程的分散不太敏感。其电压偏差为 ±65mV。为了达到目标，它会利用上电复位、带隙基准源和电压调节器模块。第二，当阅读器和标签相离较远时，电流损耗为 150nA，因而不会降低灵敏度（见图 1.21）。

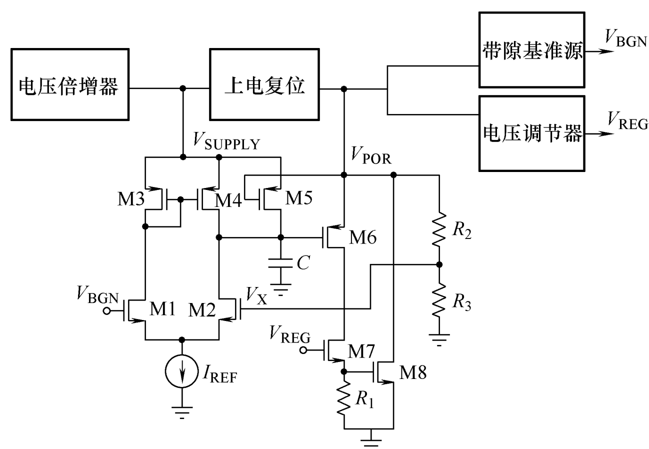


图 1.21 电压限制器［FER 12］

和电压限制器连接的是电压调节器。由于高速调节索引用于编码阅读器命令，所以要实现一个好的线性调节是有困难的。另外，该调节器的自身功耗应当尽量减少以保持效率，从而保证标签芯片的运行。在低功耗调节器设计时，需要考虑的一个问题就是保持闭环系统的稳定性。图 1.22 根据吸取的电流阐述了如何使用嵌入式电流前馈缓冲区补偿反馈阶段［LEE 14］去取代电流两极。该电路为 2.1V 的输入粗电压（限制电压）提供了一个 1.3V 的输出电压，并提供了 1～60μA 的负载电流。

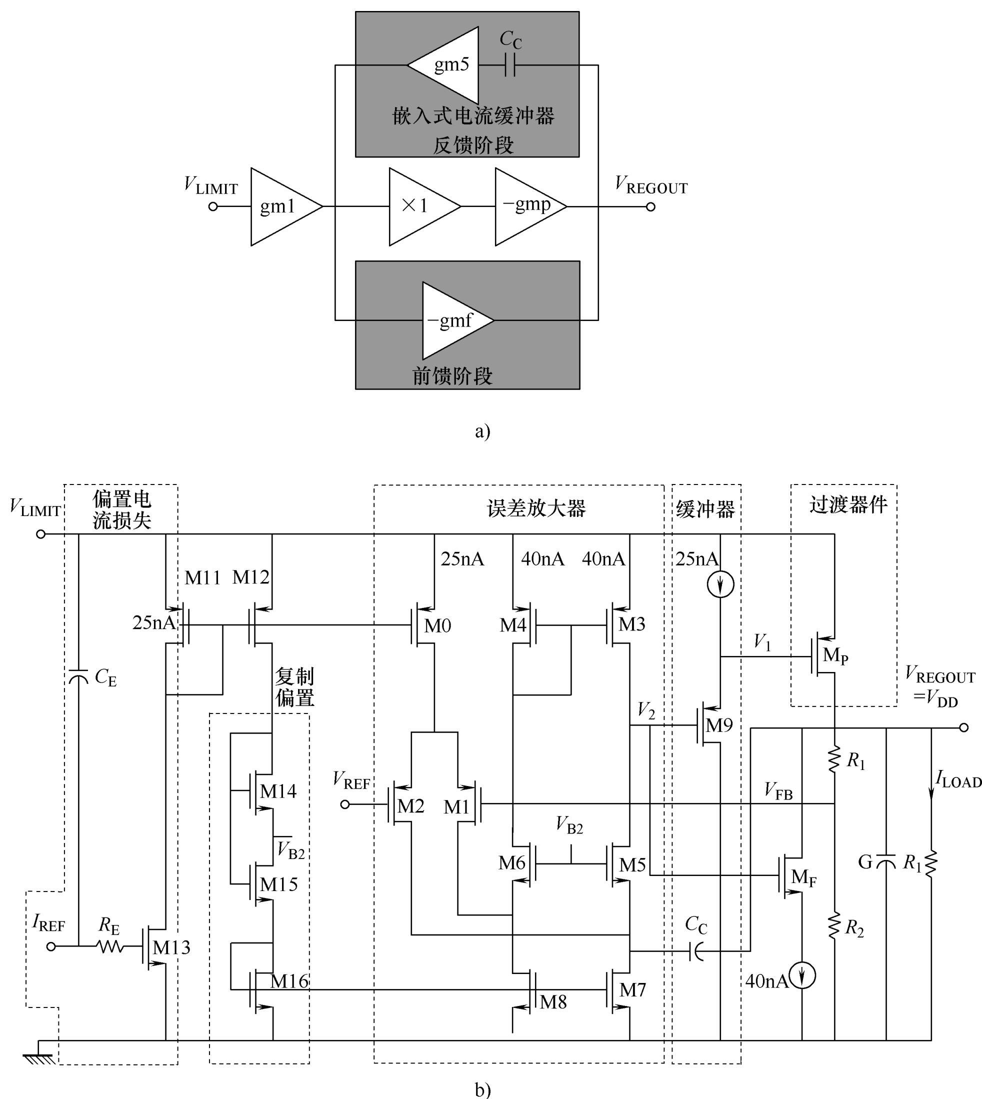


图　1.22

a）调节器框图　b）调节器电路图［LEE 14］

1.6　解调器

在 EPC 的 Class1 Gen2 协议中，由于成本原因，禁止使用除包络振幅调剂（如 ASK）或兼容方案（DSB-ASK、SSB-ASK 和 PR-ASK）检测技术以外的检测技术。全世界大多数的团队使用的传统方案如图 1.23 所示，该方案由德国团队 Atmel

［KAR 03］提出，基于边缘检测的原理。

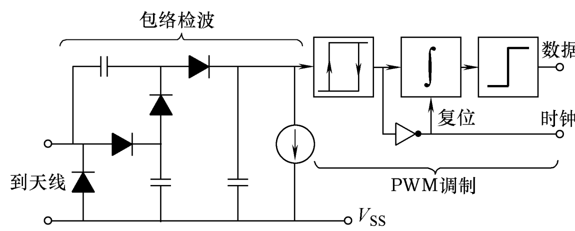


图 1.23　解调器的框图［KAR 03］

所以，第一个模块与在整流器中使用的有提取输入载波信号包络功能的电路非常类似。最重要的是包络检测器中的电容器与电流吸收器的值应该被设计为提取输入信号的最小间隙宽度（大约 4μs）。在 RFID 空中接口协议中给出了数据包络的规格。这种电路会作为筛选出超高频载波残留的低通滤波器，然后该信号被送入迟滞比较器来生成输出的数据流。比较器的输入信号会跟踪标签的输入信号，并显示较大的动态范围。设计者应该考虑这种信号的平均值以便去确定滞后窗口。然后，对信号进行积分，并用简单的鉴别器去决定脉冲长度。积分器是通过比较器的输出的倒置去重置的，此外，它可以作为系统时钟使用，也可以作为重复使用的内部振荡器，并用于调制器。

Nakamoto（Fujitsu）提出了一种新的解调原理［NAK 07］，该解调原理使用铁电随机存储器（FeRAM）替代 EEPROM（FeRAM 有着比其快三倍的读写速度）。在这种情况下，传统的电压检测方案的缺点是它在电压模式下工作，并且由于必要的饱和曲线可以减小解调电压，以避免 FeRAM 的低器件击穿电压。

通过获得一个较大的调制信号以覆盖整个通信范围的想法如图 1.24 所示，它将 ASK 输入电压转换成 ASK 输入电流，并且将标签输入电压维持在一个恒定的值。在这种情况下，标签输入电流跟输入功率成线性调制关系。

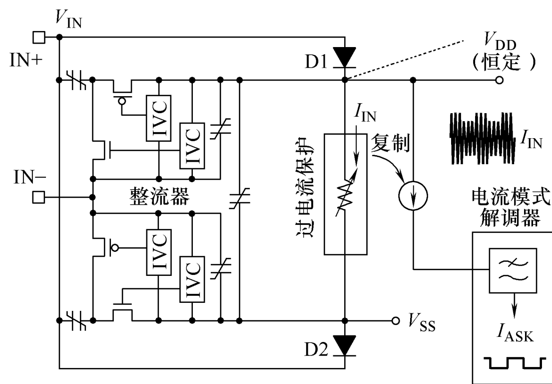


图 1.24　电流检测方法的原理框图［NAK 07］

图 1.25 显示了电流模式解调器的框图，其对 ASK 电压接收到的数据进行了输出。它的核心是通过比较器比较电流模式的区别，ASK 原始数据减去其具有动态阈值的峰值，除以一定数量的峰值，其差异应该是总数的 10%，以满足最低调制指数的 15% 的要求［NAK 07］。作者认为当通信范围为 0 ~4m 或 4m 以上时，ASK 电流具有 27dB 的线性动态范围。

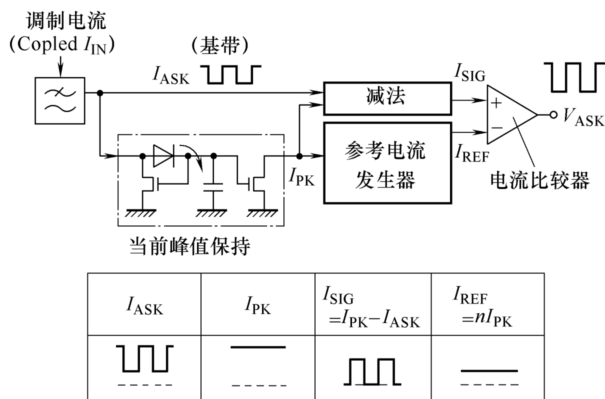


图 1.25　电流模式解调器的框图［NAK 07］

1.7　振荡器

后向散射是用在 RFID 空中接口协议中的原则，第 2 章会详细阐述。RFID 标签需要一个时钟产生电路来输出数据。当频率太高（不考虑除法器的消耗）时，时钟是不能提取输入信号的，所以就必须要设计一个机载时钟发生器。幸运的是，精度并不是一个严格的约束，因为协议定义的是相对时间而不是绝对时间。例如，EPC C1G2 使用 FM0 或者米勒编码子载波连接阅读器和标签［ZHU 05］。

当标签和阅读器之间建立通信时，后者会发送一个校准信号给标签，这样就构成了八个脉冲且每个脉冲都有 116μs 的长度。在脉冲末尾有一个分隔脉冲使得标签芯片能够去调整其振荡频率，如图 1.26 所示。

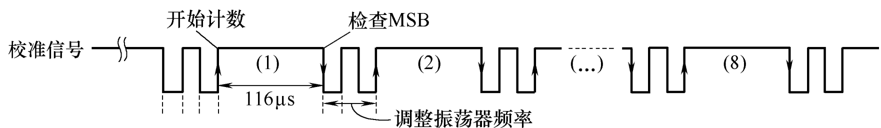


图 1.26　从阅读器到标签的振荡器校准信号调整［LEE 09］

如果每个脉冲是通过工作在 2.2MHz 的芯片计数时钟接收的，那么计数值将会是 255（116μs ×2.2MHz）。如果振荡器的频率不稳定，相应的计数是有所不同的。因此根据计数，逐次逼近寄存器（SAR）的每一位在数字控制块中设置或者重置，

振荡器也会被调整［LEE 09］。

图 1. 27 显示了环形压控振荡器示意图（由于其低功耗和张弛振荡器相互竞争）与数字校准，它是 LEE 建议但是由 Najafi 首次提出的。这种电路可以弥补由于压强、电压和温度（PVT）的变化所引起的 ±50% 的频率变化，并最终使其精度小于 0. 5% ，以满足标准图（标准图的精度是小于 15% ）。

图 1. 27　从阅读器到标签的振荡器校准信号调整［LEE 09］

1. 8　调制器

在反向链接中，最合适的调制方案是散射。后向散射是 RFID 标签通过改变输入 IC 的阻抗来反映 RF 的部分控制权返回给阅读器［ASH 09］的一种低功耗的调制方案（见图 1. 28）。

图 1. 28　后向散射相位调制器［KAR 03］

ASK 和 PSK 是定义在 EPC 第二代协议中的两种调制方式。在 ASK 中，通过改变纯电阻获得的两种可能的调制状态，其中一种状态是完美的匹配（$R_{in}=R_a$），另外一种状态接近于短路。在 PSK 下，通过转换阻抗的虚部并保持电阻部分不变从而与天线匹配。实现后一种方案的经典方法是修改一个 MOSFET 的电抗或者变容装置。PSK 通常是优先于 ASK，因为它具有在比特误码率（BER）方面高质量数据通信链路和恒定功率的应答器，但是 ASK 的优势是占地面积小和频率独立性。为了说明这一点，我们选择了由 Karthaus 和 Fischer 开发的相位调制器来举例解释［KAR 03］。

在该电路，调节电抗是通过使用 MOS 变容二极管 M1 积累模式实现的。变容二极管的直流电压在正负 V_{DD}之间变化，从而改变了它的最大值和最小值之间的电容值。

1.9　数字模块

在一个 RFID 标签中，功耗更少意味着通信范围更广。所以，有必要减少数据消耗，这与功率消耗的重要组成部分一致。通常，静态功耗远低于动态功耗。［KIM 12］其具体表示如下：

$$P_{dyn}=0.5\alpha C_{load}V_{DD}^2 f \tag{1.24}$$

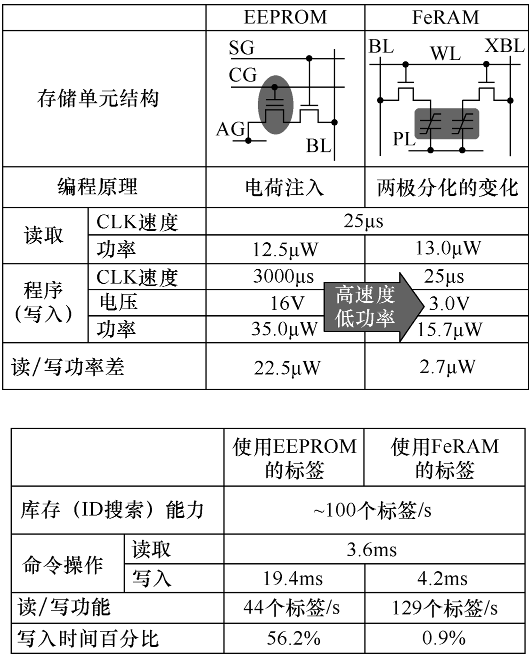
式中，α 是交换活动（生成所有必需模块）；C_{load}是负载电容；V_{DD}是偏置电压；f 是模块频率（通常为 2MHz）。

设计者不应该忘记限制阅读灵敏度的峰值数字功耗问题，一些作者［KIM 12］使用自适应技术，以便当可用资源减少时，可以使用低功率。

传统的标签 IC 使用 EEPROM 作为可擦写的非易失存储器（NVM）。然而，在需要写入而不是读取标签的情况下所需功率为典型的 10 倍以上。在使用 EEPROM（电荷泵发电机）的情况下，会导致写入范围的减小，通常为原来的 80%。研究人员［NAK 07］使用 FeRAM 作为替代，以避免电荷泵，从而实现读写速度提升三倍。

有一个改进是使用与标准 CMOS 工艺兼容的 NVM 技术［NAJ 10，KJM 12］，这也会大大降低功耗。

如图 1.29 所示，FeRAM 和 EEPROM 之间的比较显示，FeRAM 在只写模式和只读模式中的消耗是 EEPROM 的一半。当使用 NVM 时，可以使性能得到更大程度的提升。



		EEPROM	FeRAM
存储单元结构			
编程原理		电荷注入	两极分化的变化
读取	CLK速度	25μs	
	功率	12.5μW	13.0μW
程序（写入）	CLK速度	3000μs	25μs
	电压	16V	3.0V
	功率	35.0μW	15.7μW
读/写功率差		22.5μW	2.7μW

		使用EEPROM的标签	使用FeRAM的标签
库存（ID搜索）能力		~100个标签/s	
命令操作	读取	3.6ms	
	写入	19.4ms	4.2ms
读/写功能		44个标签/s	129个标签/s
写入时间百分比		56.2%	0.9%

图 1.29　EEPROM 和 FeRAM 之间性能的比较［NAK 07］

1.10　技术、性能和发展趋势

在 RFID 应用领域中技术的选择是至关重要的。在小批量生产中芯片的成本大约是每个 0.05 美元，使得天线和粘接工艺的发展空间比较小。另一方面，限制芯片的功耗是一个很重要的课题。与在数字通信领域使用的技术相反，因为数据传输速率很低，因此传输速率在 RFID 领域中并不是十分重要。为了满足较低的功率消耗，设计者必须解决许多关键问题。

1.10.1　技术选择

1. 有关整流装置植入的选择

无源 UHF RFID 标签和具有低导通电压的肖特基二极管或者具有较低甚至为零的 V_{th} 二极管连接的 MOSFET 通常用作整流整置。在微波应用中，肖特基二极管通常经过专门的设计和制作，其中像势垒高度、串联电阻或者电容等参数可以准确设置。其结果是，在整流器的设计中，肖特基二极管（SBD）被证明优于与二极管连接的 MOSFET。

在 RFID 中，低成本的标准推动肖特基二极管在标准 CMOS 工艺的通用性上的发展。一些已经发表的研究工作［ZHU 05］证明这是有一定的可行性的。由于具

有低串联电阻、较小的阈值电压和较小的结电容，钛硅肖特基二极管可用于整流器。

在谈及成本的时候，尽管有人在一些文章中阅读到不增加成本是可能的，但是覆膜工艺使用肖特基二极管肯定更昂贵。

因此，我们已经付出了很多努力去开发其他 CMOS 解决方案来克服大部分 CMOS 过程所遇到的 SBD 问题，正如已经看到的许多电压倍增器电路中，提出的备用解决方案包括偏置电路编程阈值的使用，自动静态补偿阈值的使用或者自动动态补偿阈值 MOS DTMOST［TEH 09］的使用。其通过将表层和底层连接在一起（而不是绑定到电路接地体），使得当反向偏置和高电流驱动器打开时晶体管有一个低泄漏电流（由于正向衬偏效应较低的阈值电压）。

肖特基二极管呈现出了电压与电流之间的指数关系，然而连接二极管的晶体管呈现的是二次方关系。使用何种选择取决于设备的可用性、成本、MOS 阈值电压变化和肖特基二极管阈值电压变化。

当选择 MOSFET 的时候，设计者可以选择采用不同阈值电压的晶体管。低阈值晶体管被优先选择用作前端整流器，高阈值晶体管被用于数字核心部分，以便最小化关断电流对功耗的影响。电源电压可以调节目标接近晶体管的阈值限制范围（例如 $V_{DD}=0.6V$）时的动态功耗，甚至可以利用阈下设备操作从而达到更低的功耗。这是可能的，因为它对于数据传输速率较低的 RFID 协议是足够的。不过，在这个情况下最主要的缺点是性能容易受其他因素的影响。例如，开启电压扩散从一个芯片到另一个芯片的变化可能会很大或者供电电压小的波动会导致大面积的数字电路关键路径延迟［RIC 07］。

更短的 MOSFET 栅极长度由于寄生值（例如，电容值）的减少应该会提高其性能。但是事实上，努力试图减少栅极长度已经变得不太有价值。这是因为已经到达了可扩展模块的极限。例如，很难考虑在超薄氧化层中泄漏模型的电流速度效应。

2. 底层选择

基底应该尽可能地减少接地的寄生电容。这将降低静态顶板耦合电容和互连线电网对地电容。在这种情况下，基底将会采用含硅绝缘体材质［CUR 05］。因此，在 HF 或者超高频（SHF）工作都或多或少地具有强制性。

1.10.2　优化设计

模拟部分的“hungry block”是之前提到的振荡器，用于降低数字模块功耗的技术具有下述特征［NAJ 10］：

（1）模块化设计策略。

（2）关闭空闲的模块。

（3）资源共享。

（4）NVM 寄存器的使用。

（5）时钟数据恢复方案。

在逻辑综合水平下，门控模块通过删除无用的边缘板块信号来降低时序单元的切换活动频率，例如通过限制该系统的正向或反向链接的数据速率的运算速度。其他技术诸如调整门的尺寸也会大幅度降低功耗。Najafi 报道了通过使用门控模块和调整门的尺寸使得功耗减少为 1/10（从 68μW 减少到 6μW）的情况。

1.10.3　电路性能

具有不同灵敏度的几种无源 UHF RFID 应答器被提出；不过，它们所采用的是比 EPC 二代协议更简单的协议。当谈到灵敏度或者读写的最大距离时，执行完整复杂的协议会需要额外的处理能力并且对应答器设置更高的约束。表 1.2 汇总了一些结果，里面的信息较完整（灵敏度是经常被提及的读模式，而非写模式，通常超过 5dB）。

表 1.2　不同的设计团队的性能列表

团队	参考文献	灵敏度（读）/dBm	功耗（读/写）/mW	电压/V	CMOS/mm	内存	管芯面积/mm^2
Atmel（德国）	KAR 03	-17	16/35	1.5	0.5	EEPROM	—
Fujitsu（日本）	NAK 07	-10	80	—	0.35	FeRAM 2KB	1.8
Texas Ins.（美国）	BAR 07	-14	2.7/	1.45	0.13	EEPROM 192B	0.55
Unistar（加拿大）	NAJ 10	-11	12	1	0.18	NVM 256B	0.95
香港大学（中国）	YIN 10	-6	32/—	0.8	0.18	OTP 128B	1.1
Keti Tech. Inst.（韩国）	KIM 12	-15	6	1.3	0.18	NVM	0.38
Kyung He Univ.（韩国）	LEE 14	-9.2	29/71	1.2	0.13	OTP 4KB	1.1

商用产品的性能在很大程度上与实验室的产品一样好，并且其优点是确保标签在完全定义的测试条件下能够满足协议要求。图 1.30 通过用恩智浦半导体 NXP 作为例子展示了 Ucode7 产品。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
f_i	输入频率			840	-	960	MHz
$P_{i(min)}$	最小输入功率	读灵敏度	[1][3][8]	-	−21	-	dBm
$P_{i(min)}$	最小输入功率	写灵敏度	[2]	-	−16	-	dBm
t 16bit	编码速度	16-bit	[5]	-	1	-	ms
		32-bit(块写入)	[5]	-	1.8	-	ms
C_i	芯片输入电容	并联	[3][4]	-	0.63	-	pF
Z	芯片阻抗	866MHz	[3][4]	-	14.5–j293	-	Ω
		915MHz	[3][4]	-	12.5–j277	-	Ω
		953MHz	[3][4]	-	12.5–j267	-	Ω
Z	典型组装阻抗 [9]	915MHz	[6]	-	18–j245		Ω
Z	在单缝天线组件的情况下典型组装阻抗 [9]	915MHz	[6][7]	-	13.5–j195	-	Ω
标签功率指示模式							
$P_{i(min)}$	最小输入电平，以便能够选择标签		[2]	-	−15	-	dBm

[1] 处理查询命令的功率
[2] 在2dBi增益天线上标签的灵敏度
[3] 直接在芯片上用50Ω阻抗测量
[4] 在最小工作功率下
[5] 当存储器内容是“0000…”
[6] 所述天线应匹配该阻抗
[7] 根据具体的装配过程中，可能会发生分贝零点几的灵敏度损失
[8] 结果大约−21.5dBm标签灵敏度的2dBi增益天线
[9] 假设80fF额外的输入电容，250fF单缝隙天线的情况

图 1.30　恩智浦半导体产品 Ucode7 的性能

参考文献

[ASH 07] ASHRY A., SHARAF K., “Ultra low power UHF RFID tag in 0.13μm CMOS”, *IEEE International Conference on Microelectronics (IEEE ICM ’07)*, pp. 109–126, December 2007.

[ASH 09] ASHRY A., SHARAF K., IBRAHIM M., “A compact low-power UHF RFID tag”, *Microelectronics Journal*, vol. 40, pp. 1504–1513, 2009.

[BAG 09] BAGHAEI M., ZOU Z., MENDOZA D.S., *et al.*, “Remotely UHF-powered ultra wideband RFID for ubiquitous wireless identification and sensing”, in TURCU C. (ed.), *Development and Implementation of RFID Technology*, Open Access Database, pp. 109–126, February 2009.

[BAL 06] BALACHANDRAN G., BARNETT R., “A 110nV voltage regulator system with dynamic bandwidth boosting for RFID systems”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 9, pp. 2019–2028, September 2006.

[BAL 09] BALACHANDRAN G., BARNETT R., "A high dynamic range ASK demodulator for passive UHF RFID with automatic over-voltage protection and detection threshold adjustment", *IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC '09)*, pp. 383–386, 2009.

[BAR 06] BARNETT R., LAZAR S., LIU J., "Design of multistage rectifiers with low-cost impedance matching for passive RFID tags", *Digest IEEE Radio Frequency Integrated Circuits*, pp. 291–294, June 2006.

[BAR 07] BARNETT R., BALACHANDRAN G., LAZAR S., *et al.*, "A passive UHF RFID transponder for EPC Gen2 with -14 dBm sensitivity in 130 nm CMOS", *Digest of Technical Papers, 2007 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 582–583, 11–15 February 2007.

[BAR 08] BARNET R., LIU J., "An EEPROM programming controller for passive UHF RFID transponders with gated clock regulation loop and current surge control", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 8, pp. 1808–1815, August 2008.

[BAR 09] BARNETT R., LIU J., LAZAR S., "A RF to DC voltage conversion model for multi-stage rectifiers in UHF RFID transponders", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 2, pp. 354–370, February 2009.

[CHU 11] CHUNG C., KIM Y., KI T., *et al.*, "Fully integrated ultra-low-passive UHF RFID transponder IC", *IEEE International Symposium on Radio-Frequency Intègration Technology*, Beijing, China, pp. 77–80, 30 November – 2 December 2011.

[CUR 05] CURTY J.P., JOELH N., DEHOLLAIN C., *et al.*, "2.45 GHz remotely powered RFID system", *Proceedings of the Conference on PhD Research in Microelectronics and Electronics 2005*, vol. 1, pp. 127–130, 2005.

[CUR 07] CURTY J.P., DECLERCQ M., DEHOLLAIN C., *et al.*, *Design and Optimization of Passive UHF RFID Systems*, Chapters 2.1, 2.2, 2.3, 5 and 7, 1st ed., Springer, 2007.

[DOB 07] DOBKIN D.M., *The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice*, Chapter 5, Newnes, Burlington, MA, 2007.

[DON 10] DONG-SHENG L., XUE-CHENG Z., KUI D., *et al.*, "New design of RF rectifier for passive UHF RFID transponders", *Microelectronics Journal*, vol. 41, pp. 51–55, 2010.

[DU 12] DU Y., LI X., DAI L., *et al.*, "A new type of low-power read circuit in EEPROM for UHF RFID", *Microelectronics Journal*, vol. 43, pp. 364–369, 2012.

[FER 12] FERNANDEZ E., BERIAIN A., SOLAR H., *et al.*, "A low-power voltage limiter for a full passive UHF RFID sensor on a 0.35μm CMOS process", *Microelectronics Journal*, vol. 43, pp. 708–713, 2012.

[GUO 10] GUO J., SHI W., LEUNG K., *et al.*, "Power-on-reset circuit with power-off auto-discharging path for passive RFID tag ICs", *53rd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS '10)*, pp. 21–24, 2010.

[HAS 09] HASHEMI S., SAWAN M., SAVARIA Y., "A novel low-drop CMOS active rectifier for RF-powered devices: experimental results", *Microelectronics Journal*, vol. 40, pp. 1547–1554, 2009.

[HON 09] HONG Y., NG Y.S., CHAN C.F., *et al.*, "A passive RFID tag IC development platform", *3rd International Conference on Anti-Counterfeiting, Security and Identification in Communications (ASID '09)*, 2009.

[JAM 06a] JAMALI B., RANASINGHE D.C., COLE P.H., "Analysis of a UHF RFIC CMOS rectifier structure and input impedance characteristics", *Microelectronics: Design, Technology, and Packaging II, Proceedings of SPIE – the International Society for Optical Engineering*, vol. 6035, 2006.

[JAM 06b] JAMALI B., RANASINGHE D.C., COLE P.H., "Design and optiisation of power rectifiers for passive RFID systems in monolithic circuit", *Microelectronics: Design, Technology, and Packaging II, Proceedings of SPIE – the International Society for Optical Engineering*, vol. 6035, 2006.

[JEO 05] JEON J., "CMOS passive RFID transponder with read-only memory for low cost fabrication", *Proceedings of IEEE International SOC Conference*, pp. 181–184, 2005.

[JIA 10] JIA J., LEUNG K.N., "Optimization of output voltage and stage number of UHF RFID power rectifier", *Proceedings 10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT '10)*, pp. 412–414, 2010.

[KAR 03] KARTHAUS U., FISCHER M., "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7μW minimum RF input power", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 10, pp. 1602–1608, October 2003.

[KIM 12] KIM Y.H., KI T.H., CHUNG C., *et al.*, "Implementation of a low-cost and low-power batteryless transceiver SoC for UHF RFID and wireless power transfer system", *Proceedings of the 42nd European Microwave Conference*, Amsterdam, pp. 514–517, 29 October–01 November 2012.

[KOT 09] KOTANI K., SASAKI A., ITO T., "High-efficiency differential-drive CMOS rectifier for UHF RFIDs", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 11, pp. 3011–3018, November 2009.

[LEE 09] LEE J.-W., LEE B., "A long-range UHF-band passive RFID tag IC based on high-Q design approach", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2308–2316, July 2009.

[LEE 10] LEE K.-S., CHUN J., KWON K., "A low power CMOS compatible embedded EEPROM for passive RFID tag", *Microelectronics Journal*, vol. 41, pp. 662–668, 2010.

[LEE 14] LEE J.-W., PHAN N.D., THAI VO D.H., *et al.*, "A fully integrated EPC-Gen2 UHF-band passive tag IC using an efficient power management technique", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2922–2932, 2014.

[LOO 08] LOO C.H., ELMAHGOUB K., YANG F., *et al.*, "Chip impedance matching for UHF RFID tag antenna design", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 81, pp. 359–370, 2008.

[MAN 07] MANDAL S., SARPESHKAR R., "Low-power CMOS rectifier design for RFID applications", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, vol. 54, no. 6, pp. 1177–1188, June 2007.

[MOH 06] MOHD-YASIN F., TEH Y.K., REAZ M.B.I., "Developing designs for RFID transponders", *Microwaves and RF*, pp. 57–86, September 2006.

[NAJ 10] NAJAFI V., MOHAMMADI S., ROOSTAIE V., *et al.*, "A dual-mode UHF EPC Gen2 RFID tag in 0.18μm CMOS", *Microelectronics Journal*, vol. 41, pp. 458–464, 2010.

[NAK 06] NAKAMOTO H., YAMAZAKI D., YAMAMOTO T., *et al.*, "A passive UHF RFID tag LSI with 36.6% efficiency CMOS-only rectifier and current-mode demodulator in 0.35μm FeRAM technology", *IEEE International Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers*, pp. 307–310, 2006.

[NAK 07] NAKAMOTO H., YAMAZAKI D., YAMAMOTO T., *et al.*, "A passive UHF RF identification CMOS tag IC using ferroelectric RAM in 0.35μm technology", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 1, pp. 101–110, January 2007.

[RIC 07] RICCI A., DE MUNARI I., "Enabling pervasive sensing with RFID: an ultra low-power digital core for UHF transponders", *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1589–1592, 2007.

[RON 06] RONGSAWAT K., THANACHAYANONT A., "Ultra low power analog front-end for UHF RFID transponder", *2006 International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, pp. 1195–1198, 2006.

[SAS 08] SASAKI A., KOTANI K., ITO T., "Differential-drive CMOS rectifier for UHF RFIDs with 66% PCE at –12 dBm input", *Proceedings of the 2008 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (ASSCC '08)*, pp. 105–108, November 2008.

[SHE 13] SHEN J., WANG X., WANG B., *et al.*, "Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with a sensitivity of -12 dBm", *Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '13)*, pp. 289–292, 2013.

[TEH 09] TEH Y.K., MOHD-YASIN F., CHOONG F., *et al.*, "Design and analysis of UHF micropower CMOS DTMOST rectifiers", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, vol. 56, no. 2, pp. 122–126, February 2009.

[UME 06] UMEDA T., YOSHIDA H., SEKINE S., *et al.*, "A 950-MHz rectifier circuit for sensor networks tags with 10-m distance", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 1, pp. 35–41, January 2006.

[VIT 05] DE VITA G., IANNACONE G., "Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, pp. 2978–2990, September 2005.

[WON 11] WONG S.-Y., CHEN C., "Power efficient multi-stage CMOS rectifier design for UHF RFID tags", *Integration, the VLSI Journal*, vol. 44, pp. 242–255, 2011.

[YAO 05] YAO Y., SHI Y., DAI F., "A novel low-power input-independent MOS AC/DC charge pump", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems 2005*, vol. 1, pp. 380–383, 23–26 May 2005.

[YI 07] YI J., KI W., TSUI C., "Analysis and design strategy of UHF micro-power CMOS rectifiers for micro-sensor and RFID applications", *IEEE Transactions on Circuits and Systems – I*, vol. 54, no. 1, pp. 153–166, January 2007.

[YIN 10] YIN, J., YI J., LAW M., *et al.*, "A system on-chip EPC Gen2 passive UHF RFID tag with embedded temperature sensor", *IEEE Journal* of *Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 11, pp. 2404–2420, November 2010.

[ZHA 09] ZHANG S., SUN L., HONG H., *et al.*, "A low-power analog front end of passive UHF RFID tag IC for EPC^{TM}C1C2", *Proceedings of 8th IEEE International Conference on ASIC (ASICON '09)*, pp. 557–560, 2009.

[ZHU 04] ZHU Z., JAMALI B., COLE P., Brief comparison of different rectifier structures for RFID transponders, Report of Auto-ID Lab, University of Adelaide, 2004.

[ZHU 05] ZHU Z., JAMALI B., COLE P.H., "An HF/UHF RFID analogue front-end and analysis", *White paper series*, 1st ed., Auto-ID Lab, September 2005.

第 2 章　超高频电子标签的设计

2.1　电子标签天线设计

由于价格和尺寸的限制，在满足严格约束条件下，无线射频识别标签天线正面对独一无二的挑战。对使用廉价材料制作的天线的小型化技术难题仅仅是设计者必须解决的很多问题中的一个，其他需要解决问题的还包括 RFID 集成电路的宽带阻抗与 RFID 集成电路的匹配以及对环境的灵敏度问题。第 2. 2. 1 节描述了偶极子天线的基本电路参数。因为大部分的 UHF RFID 标签是偶极结构，但偶极结构忽略了输入阻抗、辐射电阻、效率、品质因数和阻抗匹配问题，而这些正是标签天线所关心的实际问题。对于极化、辐射图和传导问题，读者可以参考［BAL 05］和［DOB 12］。同时，基于 fat 偶极子、提示加载和曲线等方面的小型化策略将在第 2. 1. 2 节与第 2. 1. 3 节中展示。最后，在第 2. 1. 4 节中将阐述介质与金属环境对于标签性能的影响。

2.1.1　偶极子天线的基本电路参数

1. 等效电路

偶极子组成大部分天线设计最基础的部分，它可以用金属线或者金属条构成。如图 2. 1 所示的偶极子，当给输入端加上电压时，输出端就会产生负电荷。从本质上来说，偶极子末端可以看成开路，只有高电压但没有电流，但由于电荷聚集在偶极子的两端，从而可以通过电流。因此，任何天线都能立刻充电并产生电流。在电路模型中，这些通电装置都会分别连接一个电容和一个电感。如果正负极电源距离等于一个波长的长度，则在空间内从偶极子的不同部分到一个点的阻滞能够防止辐射衰弱，并且能够加强某个方向的效果。能量流入空气中的过程能用一个阻值模拟。

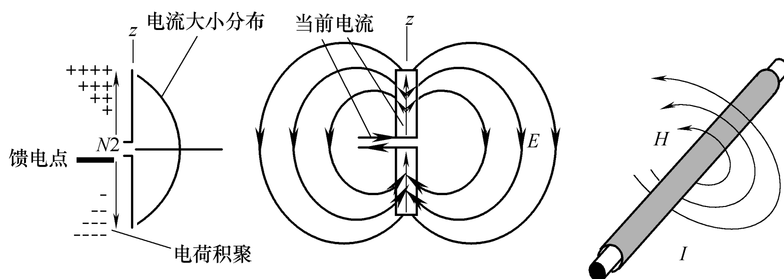


图 2. 1　偶极子天线电压和电流的分布

忽略天线厚度的影响，超高频带半波偶极子天线的长度在 915MHz 时大约为 16.4cm，在谐振附近的相对窄的带宽内，一系列 RLC 电路能够很好地预测半波偶极子的谐振效应，而电抗则和串联 LC 电路相关，但电阻实际上并不恒定，这样一个谐振频率电路如图 2.2 所示。

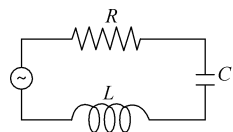


图 2.2　半波长偶极子天线的等效 RLC 电路

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.1}$$

基本的半波偶极子不能很好地解决 UHF RFID 的问题，有两个原因：首先，是因为对于 UHF 标签来说它的长度太长；其次，谐振时的天线电抗太小，而电阻太大，不能有效匹配典型的低阻值、高电容值的 UHF RFID 的集成电路。

在 RFID 工业应用中，考虑到标签范围在 102.6mm 内的便利性，天线长度通常接近 92mm。但是一个短于半波长的直偶极子具有负电抗，所以引入一个额外的电感线圈使得短天线在频率低于固有频率下谐振。用下式表示长度为 l 和直径 b 的偶极子的电容 C 和电感 L 的关系［MCD 12］。

$$C=\frac{\pi\varepsilon l}{2\ln(l/b)} \tag{2.2}$$

$$L=\frac{\mu_0 l}{4\pi}\ln(l/b) \tag{2.3}$$

这些等式可用于当 $l \ll c/f_0=\lambda_0$，例如，对于 $l=3.33\text{cm}$ 的情况，在 900MHz 时 $l=\lambda_0/10 \ll \lambda_0$，会发现 $C=0.26\text{pF}$，$L=11.6\text{nh}$，$b=1\text{mm}$。很明显可以看到短的线性天线的电抗是由于电容产生的，把电感 L 和电容 C 的估值代入式（2.1），得到 $l=\lambda_0/2.22$，这对谐振提供了一个很好的预测同时为半波偶极子构造了物理模型。

2. 辐射电阻、输入阻抗、效率和增益

辐射电阻 R_{rad} 被定义为一个等效电阻，其消耗的功率等于天线的辐射功率，此时天线中的电流为最大值。另一方面，任意天线的输入阻抗 Z_a 是根据终端电压和电流的比值来定义的。对于一个中心馈电偶极子，最大电流只有在 λ_0 大于 1 时（见图 2.3）才等于终端电流。在这种条件下，对于一个无损偶极子，可以得出输入电阻等于辐射电阻（$R_a=\text{Re}(Z_a)=R_{rad}$）。

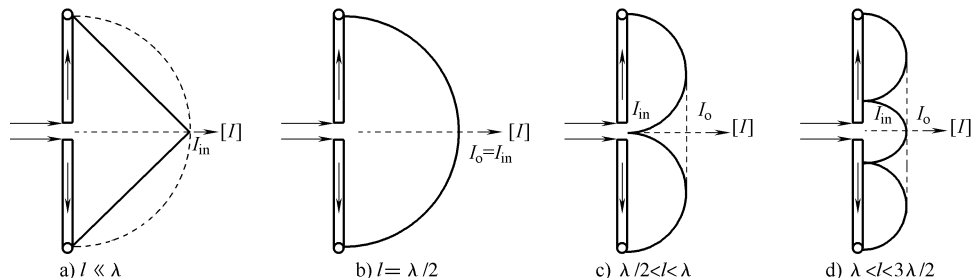


图 2.3　不同长度的偶极子天线的电流分布

非对称偏馈的偶极子的输入阻抗 Z_{as} 和等长度的对称中心馈电偶极子的输入阻抗 Z_s 相关，输入阻抗 Z_{as} 与 Z_s 分别与它们在偶极子终端的电流 I_{as} 和 I_s 有关（见图2.4），利用以上条件，对于一个给定的电流，发射机输出功率必须等于天线的辐射（有功）功率和存储（无功）功率的总和，导出：

$$Z_s I_s^2 = Z_{as} I_{as}^2 \tag{2.4}$$

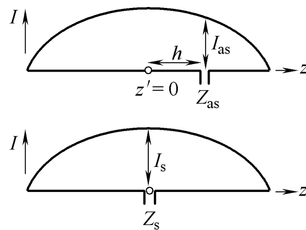


图2.4 对称偶极子反馈和非对称偶极子反馈的相关性

非对称偶极子的偏馈分布在距离偶极子中心 h 处，假设电流呈正弦分布，式（2.4）变成：

$$Z_{as}(h) = Z_s \left(\frac{I_s}{I_{as}}\right)^2 = Z_s \frac{\sin^2(kl/2)}{\sin^2\left[k\left(\frac{l}{2}-h\right)\right]} \tag{2.5}$$

对一个半波偶极子，可进一步推导出如下表达式：

$$Z_{as}(h) = \frac{Z_s}{\cos^2(kh)} \tag{2.6}$$

可以得出以下结论，通过抵消天线向电流为0的偶极子的末端的输入，输入电阻和电抗均增加。值得注意的是在各个部分的辐射阻抗是相等的，在中心馈电情况下，输入阻抗的实部等于辐射阻抗。

对于一个有损耗的天线，输入电阻 R_a 能被分解成两个不同的电阻：

$$R_a = R_{rad} + R_{loss} \tag{2.7}$$

式中，R_{rad} 表示辐射电阻；损耗电阻 R_{loss} 代表的是由于性能不是很好的导体和介质材料引起的额外损耗，线状或条状偶极子的辐射电阻在很大程度上取决于电流的分布。对于理想偶极子（$\lambda \gg 1$），电流是不变的，辐射电阻等于［BAL 05］

$$R_{rad} = \frac{2\pi\eta_0}{3}\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 = 80\pi^2\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \tag{2.8}$$

可以得出对于一个短的偶极子（$\lambda/50 < l \leq \lambda/10$），电流呈三角分布，最大值在中间，最小值在两边，式（2.8）的1/4近似值为

$$R_{rad} = 20\pi^2\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \tag{2.9}$$

对于一个长的偶极子，电流呈正弦分布，中心馈电偶极子的辐射电阻十分接近于：

$$R_{rad} = -0.4787 + 23.01\left(\frac{1}{\lambda}\right) + 3.91\left(\frac{1}{\lambda}\right)^2 + 481.1\left(\frac{1}{\lambda}\right)^3 \tag{2.10}$$

该式针对频率范围为$\frac{f_0}{20} < f < 1.2f_0$。因此，式（2.10）可用于半波长度的偶极子，上限是 $l = 0.6\lambda_0$。

需要注意的是先前的 R_{rad} 的表达式不受天线的直径影响，只要 $1/b$ 足够大就行。所以当偶极子较厚时，辐射电阻会稍有减少。在 900MHz 时，$b/\lambda = 0.003$ 对应于 $b = 1\text{mm}$，辐射电阻近似等于 62Ω；然而理想情况下 b 趋近于 0，辐射电阻是 73Ω。虽然电线的半径对电阻的影响不大，但反馈端的空间距离对电阻的影响却很大，尤其是在反馈点或反馈点附近的电流很小。

最后，由于传输损耗的电阻可用下式计算：

$$R_{loss,ohmic} = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}}\frac{l}{\pi b} \tag{2.11}$$

天线效率 η 定义为如下比值：

$$\eta = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{loss}} \tag{2.12}$$

式（2.12）是辐射功率和天线输入功率的比值，假设工作频率在 900MHz（$\lambda_0 = 33\text{cm}$），$b = 1\text{mm}$，$\sigma = 5.7 \times 10^7 \text{S/m}$（copper），无损条件下的偶极子可以这样描述：

- $R_{rad} = 7.9\Omega$，$R_{loss} = 26\text{m}\Omega$　$\eta = 99.7\%$　当 $l = 3.33\text{cm}$（$l = \lambda_0/10$）
- $R_{rad} = 712\text{m}\Omega$，$R_{loss} = 7.8\text{m}\Omega$　$\eta = 98.9\%$　当 $l = 1\text{cm}$（$l = \lambda_0/33$）

为了更好地控制天线电阻，我们在［RAO 05］里加入一个和曲线跟踪相同宽度的负载条。作为并联电容，它可以使一部分辐射阻抗分散到 IC 的输入阻抗中（见图 2.5）。

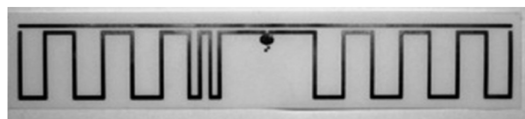


图 2.5　曲线偶极子辐射电阻削减

天线增益用于描述有多少功率被从辐射峰值方向传输到同性电源方向，假定天线是由没有电阻的传导性材料构成，介电损耗为零，称 $G_{lossless}$ 为理想无损天线的增益。由有损材料构成的天线的最大增益如下所示：

$$G = \eta G_{lossless} \tag{2.13}$$

式中，η 是有损天线的效率，由于天线增益同时影响传输到芯片的功率效率和返回阅读器的部分入射功率，考虑到尺寸，天线增益，最大化一般低点是很重要的。

3. 电压驻波比带宽和品质因数

天线的带宽（BW）能从它的基本特性，如返回损耗、输入阻抗、极化、辐射效率等方面定义。为了将天线带宽与 Q 值关联起来，使用匹配电压驻波比（VSWR）带宽会更便利，其可写作 BW_{VSWR}。对于调谐天线，换言之在频率 ω_0 时的电抗为0，BW_{VSWR}在驻波比等于常数时是两边频率之差 $\Delta\omega$，部分匹配的电压驻波比带宽由式（2.14）定义：

$$FBW_{\mathrm{VSWR}}(\omega_0)=\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \tag{2.14}$$

这个定义只是在馈线的特性阻抗满足 $Z_a(\omega_0)=R_a(\omega_0)$ 时有效。半功率的VSWR带宽对应 $S=5.828$。反射系数平方的相关值为 $\alpha=(S-1)^2/(S+1)^2=1/2$，这意味着有一半的入射功率反射回来。

文中谐振器的品质因数是 2π 倍的存储在谐振器的能量（存储在电感和电容无损耗能量之和）除以每个周期在谐振频率下消耗在电阻上的能量：

$$Q=2\pi\times\frac{\text{存储的能量}}{\text{每周期消耗的能量}} \tag{2.15}$$

品质因数的概念经常将天线描述为谐振腔。通常，在电路设计中，可以让电路中的组件有较高的 Q 值来减少线路损耗。但当谈论到天线时，我们想要一个低的 Q 值，因为其中的“损耗”是我们真正想得到的辐射。一个低 Q 值的天线对应着较高的带宽：

$$Q=\frac{1}{\text{bandwidth}} \tag{2.16}$$

反之，高 Q 值的天线的特点是高谐振和窄带宽，因为它可以存储大量的能量，并且辐射相对较少。

考虑到小型天线时，品质因数的概念十分有用。小型天线的品质因数会由于低辐射和高电抗变得很低。天线越小，品质因数就会越大。如果用适当的方法降低指定的天线体积，品质因数就会提高［BES 05］。品质因数和 FBW_{VSWR} 的关系如下［YAG 05］：

$$Q=\frac{(S-1)/\sqrt{S}}{FBW_{\mathrm{VSWR}}(\omega_0)} \tag{2.17}$$

图2.6反映了品质因数是对半波偶极子波长归一化的线半径 $a=b/2$ 的函数。可以看到半径为1.65mm时，Q 值大约等于4.4，换句话说 $100\times a/\lambda=0.5$。然而，根据［STU 12］中的图6.7，FBW_{VSWR}在 $S=2$、$100\times a/\lambda=0.5$ 时是16%。将这两个值

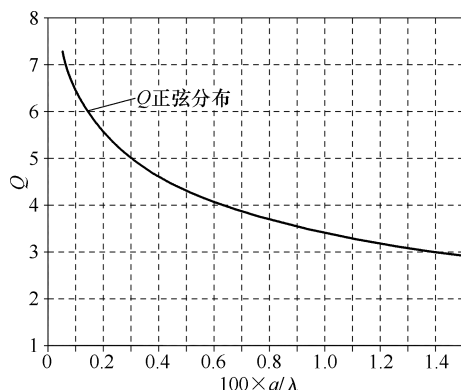


图2.6 Q 值与偶极子辐射 $a=b/2$ 的关系曲线［HAZ 11］

带入式（2.17），计算得到 $Q=4.41$，这和图 2.6 中 $100\times a/\lambda=0.5$ 时的数值很接近。

全球范围内的 UHF RFID 标签的频率范围都定义在 860～960MHz 之间，此时的相对带宽为 11%。因此，得出的结论是用连续的半波偶极子覆盖 11% 的 UHF RFID 是没有问题的。但是在后面中描述到的缩减技术将品质因数提高到了 15，该技术将品质因数的提升作为主要问题。显然，如果标签对应一个单频带宽，那么在品质因数上的工作就会大幅缩减，而这项技术目前只在美国使用。

窄带天线的另外一个缺点就是它们的匹配很难，并且比宽带天线更容易去谐。

从图 2.6 中也很容易看出 Q 随着（a/λ）对数递减。结果就是，Q 由 6 降到 3 时，需要线半径增加 15 倍（由 0.6mm 到 10mm）。所以，长度与直径比值的大幅变化导致了 Q 值的提升较慢。

［MCL 96］描述了对于小型天线的最小 Q 值的基本理论限制。如果天线可以放置在以 r 为半径的圆的边缘，那么无损天线的最小 Q 值就是：

$$Q_{\min}=\frac{1}{(kr)^3}\pm\frac{1}{kr} \tag{2.18}$$

式中，$k=2\pi/\lambda$。这个式子给出了天线可以匹配的最小 Q 值。遗憾的是，这个理论没有告诉我们怎么样去实现这样的最小 Q 值。但是关键的一点是，拥有有效体积的天线可以缩小总的反应范围从而得到一个较低的 Q 值。［BES 05］已经指出在球面螺旋几何中由多个折叠臂构成的天线占据了完整的球形体积，达到自身谐振和阻抗匹配。其最优的结果是理论最低 Q 值的 1.5 倍，此时电偶极子的效率达到 98%。

但是 RFID 天线是平面的，并且一个电偶极子只是填充了边界区域的一小部分范围。结果就是在辐射 $r=\lambda/2$ 区域内时用式（2.18）求出的约等于 1 的最优 Q 值比图 2.6 中曲线对应的 Q 值小。

到目前为止，我们只是考虑了线形偶极子。如果 $w=2b$，那么宽度为 w 的平面偶极子的带宽约等于直径为 b 的线形偶极子的带宽［DEA 10］。

2.1.2　Fat 天线和顶端加载

式（2.1）表示在给定的谐振频率下，L 和 C 的乘积会得出一个固定值。尽管乘积是固定的，但是 L/C 的值可以自由选择。例如，两倍的 C 和 L 可以得到相同的谐振频率。这给偶极子的设计带来了很大的自由，这样就可以设计出有相同谐振频率的多种形状的偶极子。有相同谐振频率和不同 L/C 比值的两个偶极子除了具有不同的 Q 值还具有不同的带宽，因为：

$$Q=\frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.19}$$

显然，为了获得偶极子高的带宽，L/C 的值需要最小。由针对短偶极子的式（2.2）和式（2.3），可以得到：

$$\sqrt{\frac{L}{C}}\approx\ln(l/b)=-\ln(b/l) \tag{2.20}$$

式中，l 和 b 分别是线的长度和直径。我们总结出两种方法来利用偶极子直径的增加提高 Q 值：提高线厚度降低自身阻抗，增加表面积获得更大的电容。式（2.10）解释了图 2.6 中 Q 值具有对数关系。

宽带 fat 标签因为利用了天线结构技术，因而提高了生产成本。但如果将保持金属最大用量作为目的，那么基于减少步骤产生的腐蚀就会比使用昂贵的银墨印刷有意义得多。不过，fat 标签已经有了广泛的商业应用。在图 2.7 中给出了一些典型的带宽结构。制造商建议将 fat 标签用在导电性低的材料上，比如木材、玻璃、塑料或者挑战性很高的金属、塑料、液体容器。

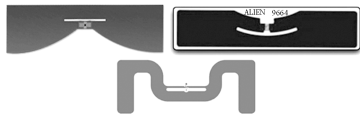


图 2.7 带有宽带特征的 Alien fat 标签实例

另一方面，Q 值会随着 R 值的增大而增大。显然，天线的 Q 值可以通过增加辐射电阻引入损耗来降低，但这样会降低天线的效率。我们在第 2.1.1.2 节中学习了辐射电阻与线长度的函数关系。因此，增加 l 是一种方法，但同时需要减小尺寸。问题是怎样利用减小了长度的天线来增加 R_{rad}。答案在 R_{rad} 的电流特性中。假设一个偶极子长度 $l = 100\text{mm}$，式（2.9）给出电流三角分布的 $R_{rad} = 21.9\Omega$，式（2.10）给出正弦分布的 $R_{rad} = 24.5\Omega$。因为相同电流下，R_{rad} 的值在均匀分布下是三角分布的 4 倍。所以，如果电流在直线服从均匀分布，可以得到 $R_{rad} = 4 \times 21.9\Omega = 87.6\Omega$。

接下来的问题是怎样在 l 和 λ 在相同量级下让电流尽可能服从均匀分布。方法如下：

（1）在偶极子电流高的中间位置设置一个直线部分。这是标签辐射有用的一部分；

（2）用无辐射电流天线谐振来实现剩余天线（偶极子两端）的最小化。由于谐振偶极子两端的电流小于中间的电流，导致产生的欧姆损失一直很低。

基本上有两种可行的方法来实现上述观点：

（1）在偶极子末端大量采用曲线包装。扩展长度一般用来获取谐振（见图 2.8）；

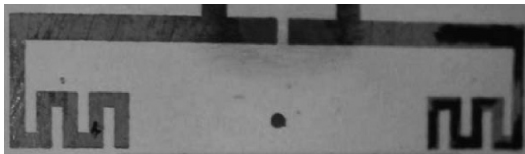


图 2.8 以曲线包装加载偶极子减小尺寸

（2）电容性负载的偶极子的末端有大面积存储的金属电荷。产生的电容与装载形状的周长大致成正比。为了保持相同的谐振频率，增加的电容补偿了电感降低造成的偶极子长度变短（见图 2.9）。该技术称为电容顶端加载。电容可以用散装

方形（见图 2. 10a），但天线两端的扩口外部具有一个大型的结构（见图 2. 10b），利用线性翻转（见图 2. 10c）则是其他选项。

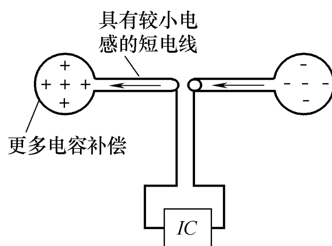


图 2. 9　顶端加载：用统一的电流使电偶极子小型化［DOB 12］

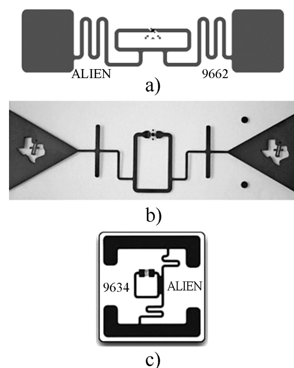


图 2. 10　a）Alien ALN-9662　b）Texas instruments　c）Alien 9634

可以得出结论：电容负载的好处是在偶极子两端电流最低的部分缩短元件长度，并且没有电感那样明显的损耗。末端加载短型偶极子有最高的辐射电阻，并且加载装置内部的损耗也是可以忽略不计的。

2. 1. 3　弯折偶极子

这一节表明长度 l 的半波偶极子会通过来回折叠导线使其长度变短并产生弯折（见图 2. 11）。对于有着相同谐振频率的原始半波偶极子，弯折的偶极子天线（MDA）的特性在不考虑垂直方向的条件下由在水平方向上比 l 短的机械长度 s 来决定。然而，机械长度 $S_{tot} > l$ 代表 MDA 的总长度，包括垂直方向以及水平方向。反之，通过加载弯折的导线结构到有固定的天线长度的半波偶极子上可以降低谐振频率。

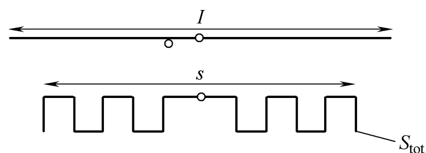


图 2. 11　弯折的偶极子和半波偶极子（$s < l$ 且 $S_{tot} > l$）

基于导线的 MDA 可以在一些情况下遇到。比如，不锈钢圆柱电线通过 RFID 标签用在衣服和床单中来承受洗衣房中剧烈的洗涤过程。但是几乎所有的 RFID 天线都是印刷的 MDA 的变体。如今，铜是标签天线中用的最多的导体，腐蚀是在生产导电样品时最常用的技术。但是，在天线的大规模生产中标签的花费是一个重要的因素。使用导电油墨印刷技术是比较经济的方法。在印制电子产品时，银颗粒经常用于在标签天线上形成金属线上的导电层。

本节主要的结论是，谐振频率会随着一些特征值的增加而降低，比如：弯折高度 h、褶皱数量 m、弯折的宽度 w 和导电线的长度 s。而且，弯折出现的位置不会

影响谐振频率，但会明显影响其性能。

1. 结构分析

可以如下进行结构分析［END 00］。天线弯折部分的影响与一个负载相似，曲线部分可以认为是短路端传输线。图 2.12 显示了有两个弯折的偶极子天线。每个弯折部分被认为是具有截止环路的双向传输线。另外，粗线和虚线代表长度为 s 和直径为 d 的传输线。

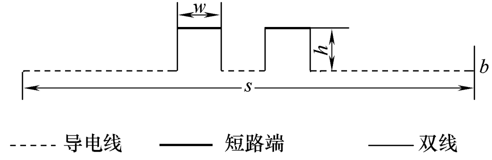


图 2.12 视为短路端的传输线弯折线部分

双向传输线的特征阻抗可以表达成以下形式：

$$Z_0 = \frac{\eta}{\pi}\log\frac{2w}{b} \tag{2.21}$$

式中，η 是自由空间里的波长阻抗；w 是双线之间的距离；b 是导线的直径。Z_{in} 是双线的输入阻抗，从而可以给出下式：

$$Z_{in} = Z_0\,\frac{Z_L + \mathrm{j}\,Z_0\tan\beta h}{Z_0 + \mathrm{j}\,Z_L\tan\beta h} \tag{2.22}$$

式中，β 等于 $2\pi/\lambda$；h 是双线的高度。假设所有双线在一个短路电路内终止，则双线的负载阻抗等于零（$Z_L = 0$），那么式（2.22）变为

$$Z_{in} = \mathrm{j}\,Z_0\tan\beta h \tag{2.23}$$

$\tan\beta h$ 在条件 $\beta h \ll 1$ 下可以扩展为三阶，

$$\tan\beta h \approx \beta h + \frac{1}{3}(\beta h)^3 \tag{2.24}$$

然后一个输入阻抗的新的表达式可以给出：

$$Z_{in} = \mathrm{j}\omega L = \mathrm{j}\,Z_0\left[\beta h + \frac{1}{3}(\beta h)^3\right] \tag{2.25}$$

如果把式（2.21）代入式（2.25），每个双线产生的感应电抗可以表达成下式：

$$L = \frac{\mu_0 h}{\pi}\ln\frac{2\omega}{b}\left[1 + \frac{1}{3}(\beta h)^2\right] \tag{2.26}$$

式中，μ_0代表真空电导率。设想弯折部分的数量是 m，双线获得的总感应阻抗应为 $L_p = m \times L$。长度为 s 的长直线自身会产生电感。从而可以给出下式［END 00］：

$$L_s = \frac{\mu_0 s}{2\pi}\left(\ln\frac{4s}{b} - 1\right) \tag{2.27}$$

MDA 的总感应阻抗最终由下式给出：

$$L_T = L_s + m \times L \tag{2.28}$$

半波长偶极子天线的自身电感可以从式（2.27）得到：

$$L_H = \frac{\mu_0 \lambda}{4\pi}\left(\ln\frac{2\lambda}{b} - 1\right) \tag{2.29}$$

通过［END 00］，可以认为 MDA 和半波长偶极子天线的感应阻抗相等，当它们在相同频率时产生谐振。因此，$L_H = L_T$在$f_0 = c/\lambda_0$表达成下式：

$$\frac{\mu_0 s}{2\pi}\left(\ln\frac{4s}{b} - 1\right) + m\frac{\mu_0 h}{\pi}\ln\frac{2\omega}{b}\left[1 + \frac{1}{3}(\lambda_0 h)^2\right] = \frac{\mu_0 \lambda_0}{4\pi}\left(\ln\frac{2\lambda_0}{b} - 1\right) \tag{2.30}$$

式（2.30）表明了 MDA 的谐振频率f_0和它的物理维度之间的关系。

2. 在谐振频率上弯折特点的影响

负载不同的数量弯折的 MDA 按照图 2.13 进行筛选，弯折的数量分别为 $m = 2$、8、14，MDA 的长度 $s = 129$mm，金属丝的直径 $b = 1$mm，偶极子间的间隙 $g = 3$mm［HU 09］。

为了妥善处理谐振频率上的每个参数带来的影响，采用下述方法：三个参数值（m、h、w）中的两个参数固定，另一个不固定的参数在一定范围内变化。为了检测分析模型的有效性，采用仿真软件 HFSS 进行对比。

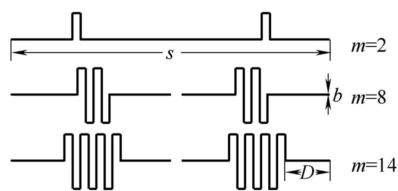


图 2.13　三个 MDA 在研究下的拓扑

弯折的数量 m 在 2 ~ 14 范围内变化（$w = 6$mm、$h = 10$mm）。谐振频率通过式（2.30）计算，仿真结果如图 2.14 所示。类似地，由弯折高度和宽度引起的谐振频率的变化在 $m = 2$、8 和 14 时如图 2.15 和图 2.16 所示。可以通过将 $m = 14$ 的弯折减少约 50% 来观察半波长偶极子天线的原始尺寸。

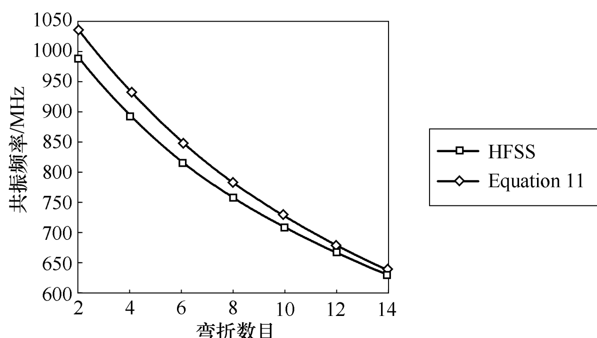


图 2.14　谐振频率与弯折数目的函数（$w = 6$mm，$h = 10$ mm）

通过将有固定尺寸（$w = 6$mm、$h = 10$mm）的弯折向偶极子两端移动（见图 2.13 中距离 D），可以研究弯折位置带来的影响。通过式（2.30）和 HFSS 分析得

到的谐振特性可以从图 2.17 得到。我们注意到 D 在谐振频率上没有产生巨大影响。总而言之，通过式（2.30）预测的 MDA 谐振特性在结果上得到广泛认可，并且随着弯折数量的增加逐渐接近。

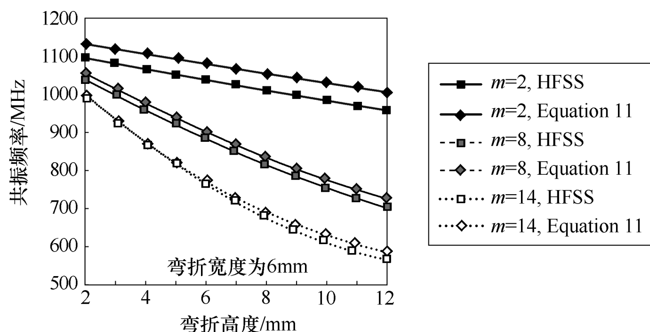


图 2.15 谐振频率的弯折高度的函数（$w = 6\text{mm}$）

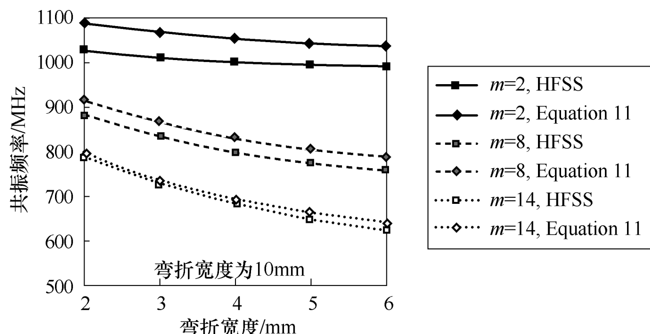


图 2.16 谐振频率的弯折宽度的函数（$h = 10\text{mm}$）

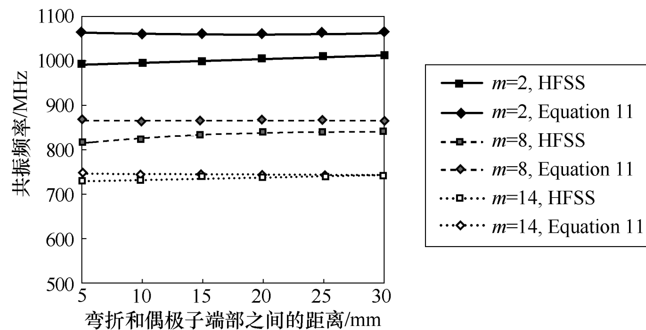


图 2.17 谐振频率作为弯折位置 D 的函数

3. MDA 阻抗的讨论

相等长度的双线电感小于单线电感。举个例子，假设一个直径 $b = 1\text{mm}$，长度

$l=100\text{mm}$ 的直导线，根据式（2.27）可以得出电感 $L=100\text{nH}$，我们可以通过式（2.26）找到高度 $h=47.5\text{mm}$，宽度 $w=5\text{mm}$ 的双线感抗为 60nH。因此，当直偶极子的长度和 MDA 的总“物理”长度相等时，直偶极子的电感比 MDA 的电感高。

但是，MDA 的总电容相比直偶极子也是减少的。这可以从短偶极子的电容近似得到。因为天线的谐振频率等于 $1/2\pi\sqrt{LC}$，L 和 C 分别是天线的电感和电容。结论是一个较长的“物理”长度 S_{tot}需要一个 MDA，这已经通过使用直偶极子获得相同 900MHz 运算量来实现。

4. 弯折特征对增益和辐射电阻的影响

在 HFSS 中设计一个标准的半波长偶极子天线。它的长度 L 是 129mm，与先前章节讨论的 MDA 的长度相等。在半波长偶极子的增益和固定机械长度 $s=129\text{mm}$ 的 MDA 的增益之间做一个对比。这个增益由半波长偶极子的谐振频率 1.095GHz 和 MDA 的谐振频率计算得到。表 2.1 和表 2.2 显示了两种频率计算的对比。它表明 MDA 的增益随着弯折数量、高度和长度的增加而减小。

表 2.1　在不同弯折数量和高度下的 MDA 增益（$w=6\text{mm}$）

h（mm)/m	2	6	10
2	3.00	2.90	2.67
8	2.90	2.22	1.63
14	2.89	1.70	0.39

表 2.2　在不同弯折数量和宽度下的 MDA 增益（$h=10\text{mm}$）

W（mm)/m	2	3	4	5	6
2	2.86	2.81	2.77	2.72	2.67
8	2.35	2.01	1.80	1.75	1.63
14	1.64	1.20	0.80	0.62	0.39

MDA 的增益降低解释如下：组成双向传输线的两条平行垂直导线的电流朝着相反的方向流动。因此，这些电流没有产生辐射而产生了近磁场和传导损耗。换句话说，一个弯折不仅仅增加了天线电感，也增加了它的损耗电阻 R_{loss}。另一方面，在弯折中水平部分未补偿的电流增加了辐射。因为在 MDA 和半波长偶极子中的水平电流总长均为 129mm，可以假设每个天线有相同的辐射阻抗 R_{rad}。因此，由 $\eta=R_{rad}/(R_{rad}+R_{loss})$ 得出的天线效率随着 MDA 和弯折中的效率和增益降低而下降。所以，增加弯折的数量并不能提高辐射能力，而且事实上会导致更多的损耗，因为要在缩减尺寸和增益之间要做让步。

另一个重要点是 MDA 之间的弯折位置对增益有一定影响。当谐振极子中的电流在边缘最小而在中心最大时，它更能集中在边缘而不是中心的弯折降低损耗，与之相反，弯折位置与总阻抗互不约束。

因此，如果 MDA 被挤压来保持和半波长偶极子相等的谐振频率，MDA 的辐射阻抗能从半波长偶极子的辐射阻抗中推导出来［DOB 12］：

$$R_{\text{rad,meander}} \approx \left(\frac{2s}{\lambda}\right)^2 R_{\text{rad,half-wave}} \tag{2.31}$$

2.1.4 介电材料和金属材料的影响——损耗和解调

本节的重点是制造标签天线时所使用的材料的影响，比如线性铁圈和绝缘基底。首先，研究由这些参数和天线效率的影响带来的损失。其次，分析谐振频率和输入阻抗的去谐效应。

1. 非导电损失的通用公式

在介电加热下的介质体积（V）中功耗如下：

$$P_{\mathrm{d}} = \frac{1}{2}\omega\varepsilon_0\varepsilon_{\mathrm{r}}\tan\delta\iiint_V |\vec{E}|^2 \mathrm{d}v \tag{2.32}$$

式中，ξ_{r}和 $\tan\delta$ 分别为相对介电常数和介电损耗角正切。由于介电损耗与 $\tan\delta$ 成正相关关系，我们的结论是，损耗角正切值越大，越多的能量从电场转换为热量。这意味着，如果有一个有耗损介质材料在标签附近，标签将会失去在电介质中从阅读器接收功率的功能。我们期望看到标签天线性能的降低。有极性分子的材料，如水，特别是有高介电损失。然而，在目标含水情况下具有好的标签性能的挑战不仅是由于高介电损耗，还由于水高约 81 的相对介电常数。

由于欧姆传导在金属表面（S）的功耗定义如下：

$$P_{\mathrm{j}} = R_{\mathrm{S}}\iint_S |\vec{H}_{\mathrm{t}}|^2 \mathrm{d}S \tag{2.33}$$

式中，$\vec{H}_{\mathrm{t}}$ 表示磁场的切面的元件；R_{S}表示表面电阻，由下式给出：

$$R_{\mathrm{S}} = \sqrt{\frac{\pi\mu_0 f}{\sigma}} \tag{2.34}$$

我们的结论是，导通损耗与 $1/\sqrt{\sigma}$成正相关关系。在高频率的良好导体里，如超高频，电流密度是集中在靠近导体表面的区域。入射电场中，在导体表面以下的深度，电流密度下降，与 $1/e$ 这个因素有关，被称为趋肤深度，用 $\delta = \sqrt{2/\sigma\omega\mu}$来表示。$\delta$ 的值相当于 2μm 铜在 900MHz 的值。当导体的厚度等于或小于趋肤深度，表面电阻与导体厚度成反比，因此印制 RFID 天线的厚度小于趋肤深度将导致低效率。

2. 介电损耗分析

效率分析是基于［CHO 07］提出的一个简单的弯折标签结构的运行情况的（见图 2.18），它使用 T- 匹配网络来匹配安装在天线中心的商业标签芯片。

三种不同的，分别由聚对苯二甲酸乙二醇酯（PET）（ε_{r}：3.9，$\tan\delta$：0.03，厚度：50μm）、Duroid（ε_{r}：2.2，$\tan\delta$：0.0009，厚度：127μm）、FR-4（ε_{r}：

4.25，tanδ：0.02，厚度：1.6mm）制成的基底材料用于检验基底材料和厚度对标签天线的影响。一个给定的标签的天线尺寸的读取范围如图 2.19 所示。当天线的尺寸由于天线的辐射效率的下降而减少，读取范围也随之迅速减小。同样明显的是，使用高损耗基底 FR-4 会导致较低的天线效率和较短的读取范围。通过使用薄的基底，如 PET，标签的读取范围可以大大增加，其值接近于低损耗和高成本的基板材料的值，如 Duroid，此时的 PET 损耗相当于 FR-4。图 2.20 显示了对于一个给定大小的天线的基底厚度与辐射效率的关系（$kr=0.6$）。正如预期的那样，作为基底，厚度增加，效率降低。对于薄基底（小于 0.4mm），其损耗对辐射效率的影响与三种材料相比减少不低于 80%。

最后，图 2.21 中绘制了天线效率，当标签贴在不同的介电材料（2mm 厚）上时表现出不同的介电常数和损耗。显然，随着含标签物品介电常数和损耗角正切增加时，效率降低。这些结果表明，设计标签天线时含标签物品的电气特性是必须要考虑的。

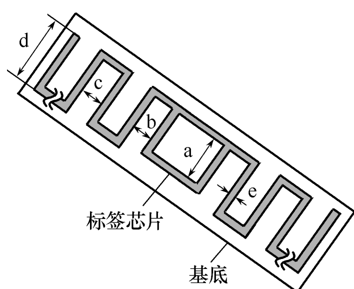


图 2.18　使用弯折标签天线的几何介电损耗研究

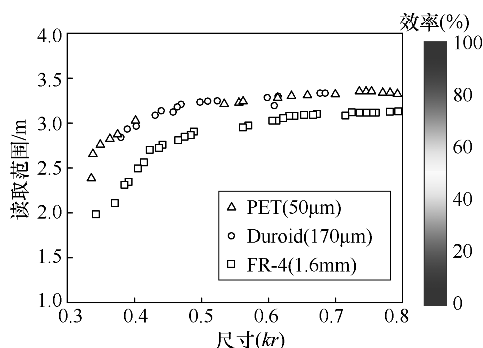


图 2.19　读取距离与天线尺寸和基底

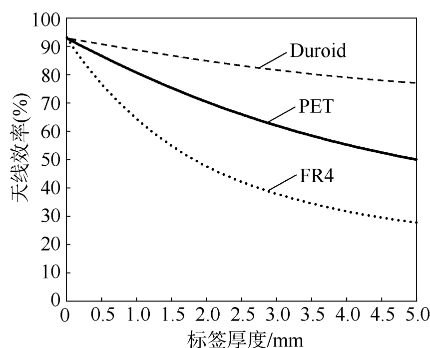


图 2.20　天线效率与基底的厚度和基底的关系

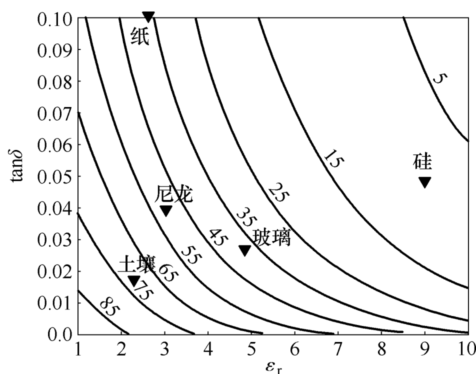


图 2.21　相对于含标签物品的介电性能的天线效率

3. 金属损失分析

由于铜和银电导率值分别为 $\sigma = 5.8 \times 10^7$S/m 和 $\sigma = 1.6 \times 10^6$S/m，我们有希望降低银墨印制性能［NIK 05］。银墨印制和铜腐蚀的性能比较如图 2.22 所示。对于小尺寸天线，随着银墨的消耗，其读取范围会明显衰落（$kr < 0.5$）。

接下来，检查由于电线厚度变化引起的性能变化，如图 2.23 所示。用铜金属线的 PET 基底印制天线，其厚度变化范围在 0.1 ~ 0.5μm。铜线的厚度小于 0.7μm 时，读取范围迅速下降。当金属线厚度小于趋肤深度（在 900MHz 时铜的趋肤深度为 0.7μm），导通金属线产生的损耗显著上升，而天线效率则大大降低。从这些结果中，可以看到金属线的厚度应大于可读的趋肤深度。

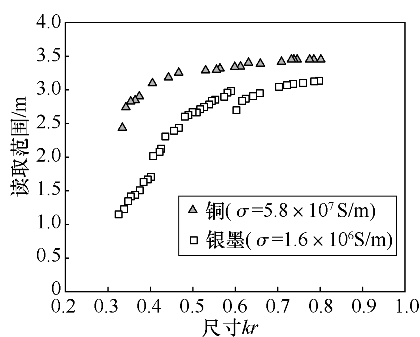


图 2.22　读取范围相对于天线尺寸和金属线的导电性

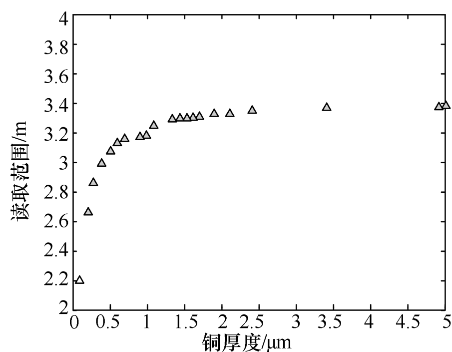


图 2.23　读取范围与金属线的粗细

4. 天线失谐

为了说明含标签物品的介电材料的影响，图 2.24 所示的标签的读取范围是频率的函数，如图 2.25 所示，可读有效辐射功率 ERP = 2W［RAO 05］。考虑三种配置情况：标签在自由空间中；标签在盒 1 中，盒 1 是一个空的纸板箱；标签在盒 2 中，盒 2 是一个内放有 $\varepsilon_r = 2.87$ 的塑料材料的纸板箱。当标签放在其中任意一个箱子中时，由于介质负载其读取范围会向下移动。然后，通过减少负载条和弯折来调谐标签，如图 2.24 所示。每一盒的调谐是不同的，其目的是移动读取范围峰值在 868MHz 频段。现在提出的标签设计已经满足了对于盒 1 和盒 2 两种情况下的希望的读取范围（>2m）均在 868MHz 和 915MHz 的频带的要求。

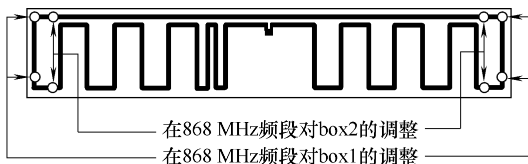


图 2.24　使用加载弯折天线的 RFID 标签

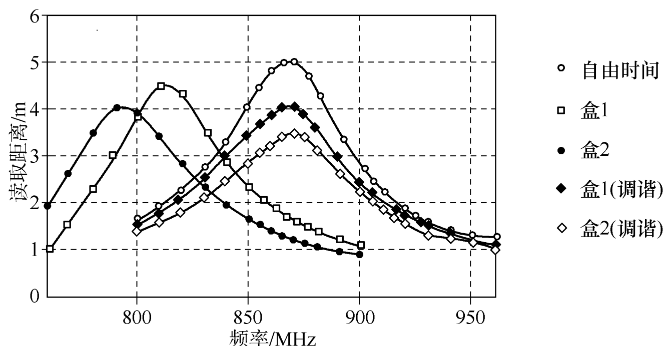


图 2.25　不同含标签物品的 RFID 标签范围与频率的变化
盒 1—空纸箱　盒 2—内有塑料材料（介电常数 $\varepsilon_r=2.87$）的纸板箱

2.1.5　近场、远场 UHF RFID 标签的行为

在前面的章节中，已经观察到标签天线最终可以看作偶极子型天线与环形导体连接。这个环形回路是两个 L 形匹配电路对称关联的结果。同时，任何一个小的环形回路可以被看作是一个磁场传感器，其敏感性随着与环形回路表面成比例地增加，如下图所示。让我们考虑一个环形天线的半径的几何排列，如图 2.26 所示。

来看一下如图 2.26 中显示的环形天线的半径 α 的几何特征，恒定电流 I 在 xy 平面上以原点为中心绕环形回路流动，近场分量分别为

$$\left.\begin{aligned} H_r &\approx \frac{a^2 I e^{-jkr}}{2r^3}\cos\theta \\ H_\theta &\approx \frac{a^2 I e^{-jkr}}{4r^3}\sin\theta \\ H_\varphi &= E_r = E_\theta = 0 \\ E_\theta &\approx -\frac{ja^2 k\eta_0 I e^{-jkr}}{4r^2}\sin\theta \end{aligned}\right\} kr \ll 1 \tag{2.35}$$

式中，在自由空间的传播常数用 $k=2\pi/\lambda$ 表示；自由空间的波阻抗用 η_0 表示，在环形中心和观察点之间的距离用 r 表示，Z 轴和观察点的方向之间的夹角用 θ 表示，H_r 和 H_θ 随着 $1/r^3$ 变化，而 E_ϕ 与 $1/r^2$ 有关。因此，r 很小，H 场在 E 场占据主导地位且线圈作为磁传感器。

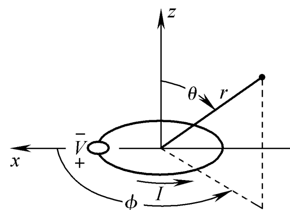


图 2.26　环形天线和所附球面坐标系

当标签在读写器天线附近时（例如，达到 10cm），

它实际上是位于阅读器天线的近场。偶极子影响微弱时，集成电路供电主要取决于整个环形回路的磁通量。对于较远的距离，当标签在读写器天线远场，偶极子成为远场传感器升压结构的辐射电阻。在图 2.27 强调了这种双重行为，其中环形回路被描绘为近场元件，偶极子作为远场元件。

相同的双重行为被用在模块组合的小环形回路和 RFID 芯片——由法国公司 Tagsys 公司（见图 2.28）研制的 AK 标签中。在标准用法中，AK 标签用于短距离通信（ <50cm）。但是当模块通过电磁耦合到谐振片金属时，其读取范围可以扩展到 10m。当环形回路被用作磁通量主要来源，而不是作为专用匹配元件，带宽性能可能会降低。因此在许多工业应用中都有采用。

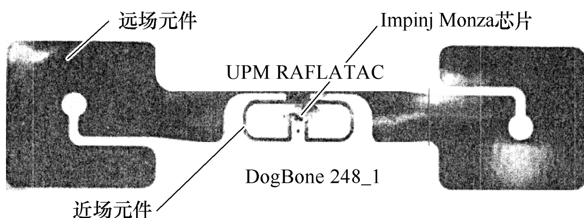


图 2.27 标签天线的双重行为：远场和近场元件

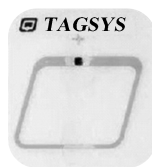


图 2.28 AK 标签（Tagsys 公司），使用 UHF Gen 2 的芯片 Monza 5，频带为 860～960MHz，嵌体尺寸：12mm×10mm

2.2 天线的阻抗和微芯片阻抗之间的匹配

2.2.1 匹配条件

假设集成电路阻抗采取电阻 R_{ic} 和电抗 X_{ic} 的系列组合形式，天线由一个线性电源电压 V_a 建模，源阻抗 $Z_a = R_a + jX_a$（见图 2.29）。功率 P_{ic} 由电源传递给负载 R_{ic} 如下

$$P_{ic} = \frac{1}{2} V_{ic} I_a^* = \frac{V_a^2}{2} \frac{R_{ic}}{|Z_a + Z_{ic}|^2} \quad (2.36)$$

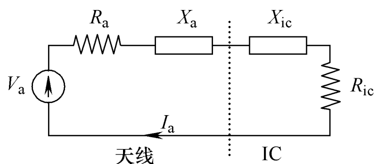


图 2.29 标签天线和集成电路的电路模型

式中，I_a 为沿电路中流动的电流。如果满足匹配条件天线和负载之间，以最大功率传输，即当电源和负载阻抗是复共轭的，$R_{ic} = R_a$ 和 $X_{ic} = -X_a$。在匹配条件下，分配到集成电路标签的功率 P_{max} 如下式：

$$P_{\max}=\frac{R_{ic}I_a^2}{2}=\frac{V_a^2}{8R_a} \tag{2.37}$$

然后，功率传输系数（PTC）τ 被定义为

$$\tau=\frac{P_{ic}}{P_{\max}}=\frac{V_a^2}{2}\frac{R_{ic}}{|Z_a+Z_{ic}|^2}\frac{8R_a}{V_a^2}=\frac{4R_{ic}R_a}{|Z_a+Z_{ic}|^2} \tag{2.38}$$

输送给标签和标签读取区域的功率被最大化为 $\tau=1$。电压反射系数的大小 $|\Gamma|$可以被推导出：

$$|\Gamma|=\sqrt{1-\tau}=\left|\frac{Z_a-Z_{ic}^*}{Z_a+Z_{ic}}\right|=\frac{\sqrt{(R_a-R_{ic})^2+(X_a+X_{ic})^2}}{\sqrt{(R_a+R_{ic})^2+(X_a+X_{ic})^2}} \tag{2.39}$$

功率反射系数为$|\Gamma|^2$和回波损耗由 $RL(\mathrm{dB})=-20\log|\Gamma|$给出。

标签 IC 通常表示为一些电容 C_{cp}和电阻 R_{cp}的并联组合，这些组合是与串联的电容 C_{ic}和电阻 R_{ic}相关的，如下关系：

$$R_{ic}=\frac{R_{cp}}{1+R_{cp}^2C_{cp}^2\omega^2}\approx\frac{R_{cp}}{Q_{cp}^2} \tag{2.40}$$

$$C_{ic}=\frac{1+R_{cp}^2C_{cp}^2\omega^2}{R_{cp}^2C_{cp}^2\omega^2}\approx C_{cp} \tag{2.41}$$

由主要制造商（Alien Technologies，Impinj，NXP semiconductor 等）提供的 R_{cp}约为 1kΩ，C_{cp}为 1pF。因此，在 UHF 频段，粗略的计算出其预估值是 $Q_{cp}=R_{cp}C_{cp}\omega=7$ 和 $R_{ic}=30\Omega$。

2.2.2 L-matching 基础知识

绝大多数商业超高频 RFID 标签都是基于使用 T-match 作为匹配电路的偶极子天线。大多数时候，将 T-match 降低到 L-match（见图 2.30）作为串联电感可以很容易地包含在天线电抗内。

为达到小型化的目的，偶极子的谐振频率 f_a 通常大于工作频率 f_0。此外，$f_a>f_0$ 的关系可以减少周围具备低介电系数的材料的影响。结果，偶极子在 f_0 的阻抗大约有几十欧姆，电抗大致在 100 ~ 200Ω 之间变化。

图 2.30 说明，基于两个电感 L_e 和 L_h 的 L-match 电路足以匹配任何 UHF RFID 芯片中的阻抗 Z_{ic}，同时在 RFID 标签中带有大部分偶极天线。因为 Re（Z_{ic}）很小，天线阻抗值为包括 Re（Z_{ic}）的恒阻值。因此，串联和并联恰当的电感组合 L_e 和 L_h 创建芯片阻抗的共轭复数 Z_{ic}^*。电感值范围从几 nH 到几十 nH，能够很容易地在微带实现。

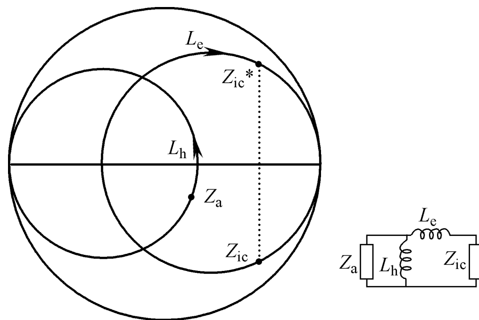


图 2.30 通过 L-match 在 UHF RFID 芯片上的天线匹配

2.2.3 等效电路图

图 2.31 展示了一个典型的带有叠加电流的商业 RFID 标签的匹配电路。在［DEA 09］中，如图 2.31 所示的平衡电路可以相当紧密地映射到图 2.32 所示的不平衡电路中，但是 L_e和 L_h之间相互电感耦合，并且 L_a很有可能被忽视。幸运的是，所有电感耦合都将有助于改变天线的阻抗使其达到匹配，并且不会干扰天线或谐振频率。因此，可以得出这样的结论，尽管电路参数和物理几何参数之间无法进行精确转换计算，但图 2.32 从性质上讲仍然是正确的。

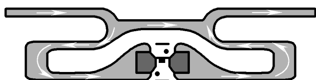


图 2.31 商业标签通过叠加电流匹配电路［DEA10］

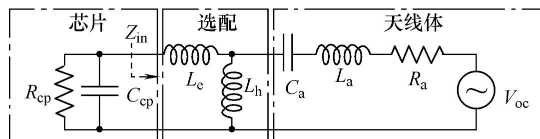


图 2.32 双调谐不平衡标签的等效电路

一系列 *RLC* 电路用于模拟谐振附近天线。其谐振脉动 W_a和品质因数 Q_a存在以下众所周知的关系：

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_a C_a}} \tag{2.42}$$

$$Q_a = \frac{\omega_a L_a}{R_a} = \frac{1}{\omega_a R_a C_a} \tag{2.43}$$

然后电路转换为一个如图 2.33 所示的更有用的形式，使用 L-match 转换元件，其中电感 L_e和 L_h由电感 L_{se}和 L_n替代。这样做的结果是一个电路以两级带通滤波器的规范形式串联谐振电路（R_{a2}、$L_{a2}+L_{se}$ 和 C_{a2}）和并联谐振电路（R_{cp}、C_{cp} 和 L_n）：

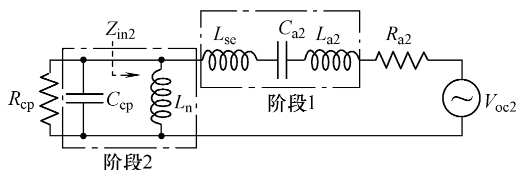


图 2.33　L-match 变换后的双调谐不平衡标签等效电路。
两级带通滤波器形式的电路

其中

$$\alpha = L_h/(L_e + L_h) \tag{2.44}$$

$$R_{a2} = R_a/\alpha^2 \tag{2.45}$$

$$L_{a2} = L_a/\alpha^2 \tag{2.46}$$

$$C_{a2} = \alpha^2 C_a \tag{2.47}$$

$$Q_{a2} = L_{a2}\omega_a/R_{a2} = 1/(R_{a2}C_{a2}\omega_a) = Q_a \tag{2.48}$$

$$L_n = L_e + L_h \tag{2.49}$$

$$L_{se} = L_e/\alpha \tag{2.50}$$

从图 2.33 中，可以观察到并联谐振是独立的辐射部分。因此，并联谐振不会直接被标签的介质环境所影响。另一方面，串联谐振将通过介电常数增加天线长度从而使频率降低。

2.2.4　双调谐匹配

在第 2.2.3 节中，电路模型的实际意义为生产所需的带通效应，即可以用来计算最佳天线阻抗和匹配电路［DEA 09］。假设给定的设计参数是：

（1）天线形状系数在很大程度上决定了 Q_a和 R_a；

（2）集成电路的输入阻抗。

通过调整经典的双调谐理论来拟合图 2.33 的模型，最佳双调谐匹配的首要条件是选择谐振频率相同的串联和并联的谐振电路：

$$\frac{1}{\sqrt{L_n C_{cp}}} = \frac{1}{\sqrt{(L_{se} + L_{a2})C_{a2}}} = \omega_0 \tag{2.51}$$

式中，ω_0等于频带的几何平均数，即 $\omega_0 = \sqrt{\omega_{min}\omega_{max}}$。由此可以看出，一旦 ω_0 给出，L_n则可以由芯片电抗完全确定的。

α 是剩余调谐参数。α 的任何改变将改变 L_{se}，因此也会改变串联谐振。如果想

改变 α，还需要修改 ω_a——天线的谐振频率，使得该系列电路的谐振频率维持 ω_0。通过结合式（2.42）和式（2.51），可以得到 ω_a 的二次方程式：

$$\omega_a^2 - \omega_a \frac{\omega_0^2 L_{se}}{R_{a2} Q_a} - \omega_0^2 = 0 \tag{2.52}$$

这是通常的解决方式。通过使用式（2.43）在 L_a 方面，式（2.52）可以被改写：

$$L_{a2}^2 + L_{a2} L_{se} - \left(\frac{R_{a2} Q_a}{\omega_0}\right)^2 = 0 \tag{2.53}$$

最后，通过应用二次方程和正向电感，可以求得总的天线电感：

$$L_{a2} = \frac{\sqrt{L_{se}^2 + \left(\frac{2R_{a2} Q_a}{\omega_0}\right)^2} - L_{se}}{2} \tag{2.54}$$

或相当于：

$$L_a = \frac{\sqrt{(\alpha L_e)^2 + \left(\frac{2R_a Q_a}{\omega_0}\right)^2} - \alpha L_e}{2} \tag{2.55}$$

最后，电感是由金属的扁平或带状线（矩形截面）构成，使用下列估算：

$$L(\mathrm{nH}) = 0.002l\left(\ln \frac{l}{w+t} + 1.193 + 0.2235 \frac{w+t}{l}\right) \tag{2.56}$$

式中，w 和 l 分别为宽度和跟踪长度；t 是金属厚度（单位为 cm）。一旦先前的值固定，有可能在 $\omega = \omega_0$ 时确定反射系数，串联和并联谐振电路谐振：

$$|\Gamma| = \frac{R_{cp} - R_{a2}}{R_{cp} + R_{a2}} = \frac{R_{cp} - R_a/\alpha^2}{R_{cp} + R_a/\alpha^2} \tag{2.57}$$

或在 PTC 方面：

$$\frac{R_{cp}}{R_{a2}} = \frac{2}{(1 - \sqrt{1-\tau})} - 1 \tag{2.58}$$

在式（2.57）和式（2.58），$|\Gamma|$ 和 τ 是最严重的反射系数和最坏的 PTC，分别允许通过带宽以及在 $\omega = \omega_0$ 观察。

最优双调谐匹配提供了双调谐外的最大带宽［LOP 07］：

$$BW_{opt} = \frac{2\sqrt{|\Gamma|}}{Q_a(1 - |\Gamma|)\sqrt{\alpha \frac{L_e}{L_a} + 1}} \tag{2.59}$$

2.2.5　合成双调谐标签和 naive 标签

假设天线的 $Q_a=15$，其弯折偶极子的长为 92mm，宽为 8mm。这个尺寸适用于大批量的商业市场，因此从这个例子得出的结论满足商业需求。使用一个典型的电阻值 $R_a=30\Omega$，假设使用集成电路的 $R_{cp}=1500\Omega$，$C_{cp}=1.2\text{pF}$，此时 $Q_{cp}=10.3$。我们的目标是保持 10dB 的回波损耗，即 860MHz 和 960MHz 之间的功率传输效率为 90%（全球操作的 Gen2 标准定义）。

$RL=10\text{dB}$ 意味着在 $f_0=\omega_0/2\pi=908.6\text{MHz}$（超高频带几何平均值）时，$|\Gamma|=0.316$。从式（2.57），得到 $\alpha=0.196$。现在 $\omega_0=1/\sqrt{C_{cp}L_n}$ 意味着 $L_e+L_h=1/C_{cp}\omega_0^2=25.57\text{nH}$，同时通过式（2.44）可以发现 $L_h=5.01\text{nH}$ 和 $L_e=20.56\text{nH}$。已知 L_{se} 并且使用式（2.52）和式（2.55），很容易得到 $L_a=76.83\text{nH}$ 和 $f_a=\omega_a/2\pi=931.9\text{MHz}$ 以满足 $Q_a=15$ 和 $R_a=30\Omega$。所有电路参数总结在表 2.3 中。

表 2.3　宽带和 Naive 天线的电路参数

	Q_a	R_a/Ω	f_a/MHz	L_e/nH	L_h/nH	α
宽带天线	15	30	932	20.56	5.01	0.196
Naive 天线	15	30	1.050	9.53	9.77	0.506

下一步是设计频率为 931.9MHz 的天线谐振，$Q_a=15$ 和 $R=30\Omega$ 满足尺寸约束（92mm×8mm）。宽带天线的几何结构在图 2.34 中达到谐振条件［DEA 10］——具备大量弯折。模拟阻抗 Z_{in} 的标签电路（天线 + L- match）使用力矩法（MoM）得到相应电磁仿真值。在模拟的标签阻抗和电路模型中计算得出的标签阻抗之间达到了完美匹配。



图 2.34　宽带 RFID 标签的几何结构

由电路模型计算的标签阻抗连同共轭集成电路阻抗在图 2.35 和图 2.36 中已经绘制。虚部 X_{in} 和 X_{ic} 取消了三个频段，即 867MHz、902MHz 和 948MHz，而实部 R_{in} 和 R_{ic} 工作在 879MHz 和 935MHz。因此，在发生任何频率都不会有完美的匹配。相关的电压反射和电力传输系数如图 2.37 所示。最大传输发生在 876MHz 和 942MHz，此时 −10dB 的相对最大观测值在 908.6MHz。天线没有达到 10dB 的回波损耗，超出了 860～960MHz 频带，但覆盖 865～955MHz 的频段，该频段是实际的操作频段。在集成电路和标签阻抗匹配的位置对应的频率是回波损耗的最小值。

相比之下，一段 naïve 短天线以更高的频率 $f_a=1050\text{MHz}$ 产生谐振的目的是在 $f_0=908.6\text{MHz}$ 提供一个共轭匹配的集成电路。该天线作为宽带天线提供了相同的

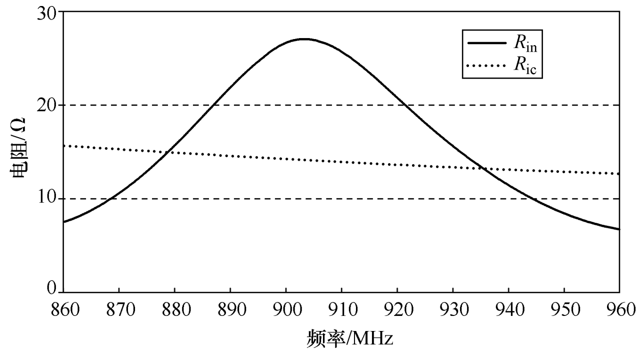


图 2.35　宽带标签和集成电路的电阻

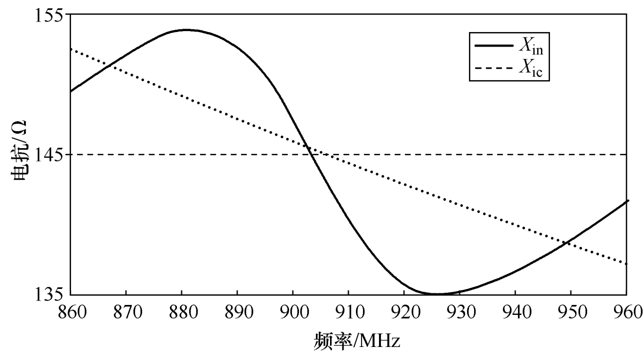


图 2.36　宽带标签和集成电路电抗的复共轭电抗

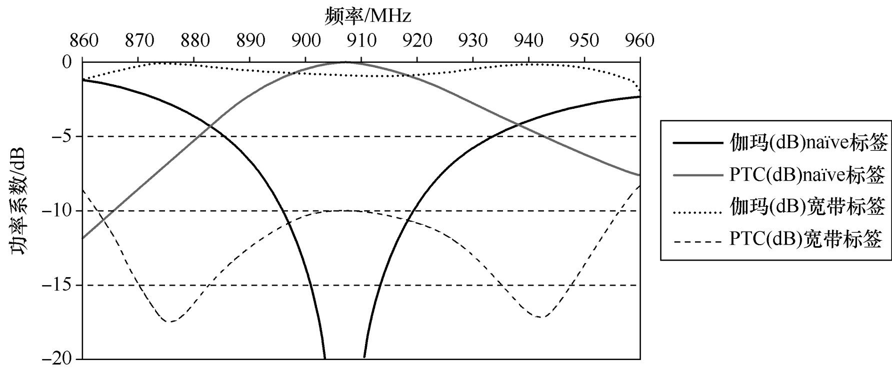


图 2.37　功率传输系数（PTC）和功率反射系数（Γ）与频率相对为所述宽带标签（普通线）和 naïve 标签（虚线）

参数 $Q_a = 15$ 和 $R_a = 30\Omega$。从式（2.43）可以提取剩下的两个参数 $L_a = 68.2\text{nH}$ 和 $C_a = 0.337\text{pF}$。

使用第 2.2.2 节中描述的方法，首先计算 L_h，这样在 f_0 时，$\mathrm{Re}(Z_a / \mathrm{j}L_h\omega_0) = \mathrm{Re}(Z_{ic})$，求得 $L_h = 9.77\text{nH}$。然后从下式可以获得 L_e：

$$\mathrm{Im}\left(\frac{\mathrm{j}Z_a L_h \omega_0}{Z_a + \mathrm{j}L_h \omega_0}\right) + \mathrm{j}L_e \omega_0 = \mathrm{Im}(Z_{ic}^*) \tag{2.60}$$

据此求得 $L_e = 9.53\mathrm{nH}$。由此产生的输入阻抗 Z_{in} 被绘制在图 2.38 和图 2.39 的共轭集成电路阻抗上，而相应的功率反射和功率传输系数被绘制在图 2.37 上。简单的设计达到在频率 908.6MHz 的完美匹配，但窄带的出现多于宽带，并且只提供 27MHz 的 10dB 回波损耗。因此建议使用双调谐带宽的方法改善。

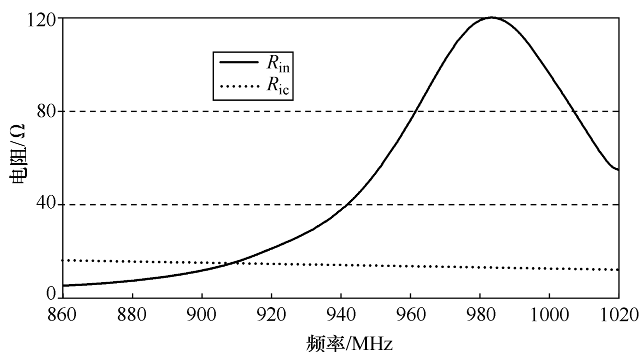


图 2.38　naive 标签和集成电路的电阻

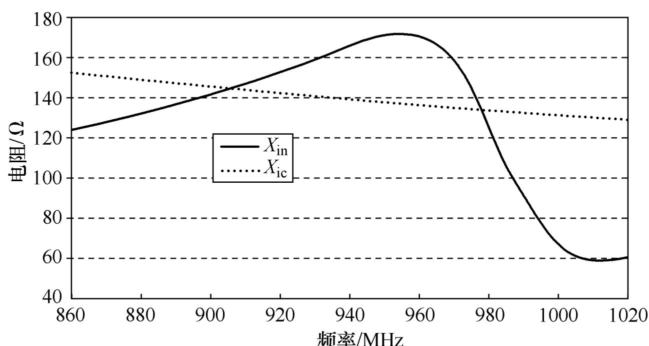


图 2.39　naïve 标签和集成电路电阻的复共轭电抗

显然，相比于宽带标签，在窄带可以更好地实现回波损耗。例如，可以实现 14dB 的回波损耗，在 865 ~ 930MHz（包括绝大多数的全球业务，包括北美和欧洲）使用该方法。

2.2.6　最优双调谐匹配的备选方案

如前面的章节所述，标签的综合分析依赖于以集中元件 R_a、L_a和 C_a的知识设计天线的能力。因此，用于对复杂天线几何形状进行建模的电路是有用的抽象方法，但是用这种方法从一个电路中总结出具体的几何概念是不容易的。至少，它超出了商业全波模拟器的能力。另一方面，在［XI 11］中被提及的设计方案是基于

整个标签天线的输入阻抗（即天线本身加上匹配的网络）。根据图 2. 32，标签天线的阻力和电抗如下：

$$R_{in} = \frac{R_a}{\frac{(R_a^2 + X_a^2)}{(\omega L_h)^2} + \frac{2X_a}{(\omega L_h)} + 1} \tag{2.61}$$

$$X_{in} = \frac{\omega L_h R_a^2 + \omega L_h X_a (X_a + \omega L_h)}{R_a^2 + (X_a + \omega L_h)^2} + \omega L_e \tag{2.62}$$

通过求 R_{in}关于 ω 的一阶导数，可以发现在下式给出的频率下，R_{in}为最大：

$$\omega_{max} = \frac{\omega_a}{1 - \frac{1}{2Q_a^2} + \frac{L_h}{L_a}} \tag{2.63}$$

与 $\omega = \omega_{max}$相对应的 R_{in}和 X_{in}的值如下：

$$R_{in\text{-}max} = R_{in}(\omega = \omega_{max}) = \frac{R_a}{\left(1 + \frac{L_a}{L_h}\right)^2 - \left[\left(1 - \frac{1}{2Q_a^2}\right)\frac{L_a}{L_h} + 1\right]^2} \tag{2.64}$$

$$X_{in\text{-}max} = X_{in}(\omega = \omega_{max}) \approx \omega_{max}(L_e + L_h) \tag{2.65}$$

使用这两个公式，可以进行计算。后续的设计步骤在［XI 11］中提到：

（1）已知天线本体数据，根据式（2. 63），L_h可以被调整，使得 $\omega_{max} \approx \omega_0$；

（2）根据式（2. 64），R_{in_max}被确定；

（3）在式（2. 65）中，L_e可以被调整，以使得 X_{in_max} 接近标签芯片电抗的共轭值；

（4）观测当 $\omega = \omega_0$时，PTC 在 R_{in_max}和 R_{ic}之间的快速计算显示的描述是否令人满意。如果不令人满意，天线本体数据应该被修改。注意标签天线的电抗和标签芯片的电抗抵消，得 $\tau = 4R_{ic}R_{in\text{-}max}/(R_{in\text{-}max} + R_{ic})^2$。

2. 2. 7 有关一个双调谐匹配标签及变量环境中的用法的例子

在［XI 11］中，证实第 2. 2. 6 节中所述的备选方案——双调谐天线的方法已被建立。如图 2. 40 所示，提到的标签天线是一个负载曲线铜偶极子。整个偶极子的尺寸是 93mm × 11mm。匹配网络采用一种 T 匹配结构，该结构可以通过调整 W_1 来调谐 L_h。可以调整 W_2和 H_2来改变 L_e。负载条（即在弯折线下面的水平痕迹）还可以用来控制 R_a。文中使用的标签芯片是 Alien Higgs-3（R_{cp} = 1. 5kΩ，C_{cp} = 0. 85pF）。用一个 0. 3pF 的并联偏离电容来解决标签天线与芯片连接带之间的不适配问题。

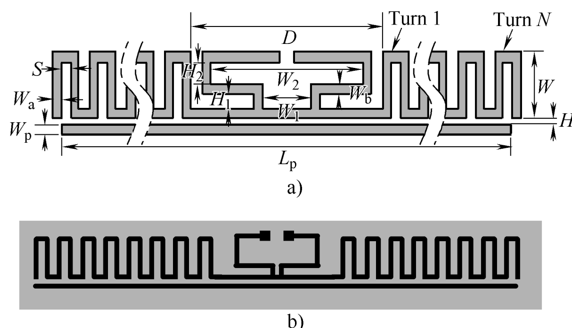


图 2.40　天线的几何形状

a）参数阐释　b）原型照片

IE3D 型力矩法全波模拟器被用来协助设计。为了凸显本文特色，提及的天线已被优化。参数是：ε_r =2.3，损耗因数 =0.1，厚度 =0.16。提及的天线的优化尺寸和集成元件模型在表 2.4 和表 2.5 列出。集成模型是从选配曲线的模拟结果中得到的。建模、模拟和测量的结果分别以阻抗与回波损耗的形式在图 2.41 和图 2.42 中做了比较。双调谐的作用，可以在回波损耗图上清晰地看出。在式（2.21）中，利用表 2.3 中的数据，10dB 频带宽度估计是 9.3%，这与 10.8% 的测量结果接近。建模、模拟和测量之间的不同主要是由于增加了测量损耗和纸基材电磁性质的不确定性。

表 2.4　天线尺寸/mm

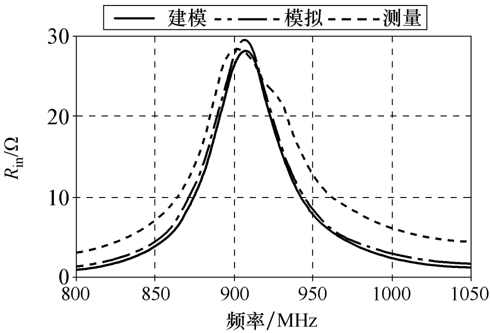
D	L_p	W_p	W_a	S	H	W	W_1	H_1	W_2	H_2	W_b
31	93	1	1.2	0.8	0.7	8	1.2	1	14.5	5	0.8

表 2.5　天线的集总元件模型

R_a/Ω	L_a/nH	C_a/pF	L_h/nH	L_e/nH	f_{a0}/MHz	Q_{a0}	α
17.99	52.11	0.550	3.93	22.72	939.79	17.10	0.148

研究模拟和测量情况下的介电负载的灵敏度。模拟情况研究的是宽带介电电容的影响。在模拟过程中，损耗因数和介电厚度分别固定为 0.1 和 0.16mm。如图 2.43 所示，当电容率大于 4 时，可接受的匹配（即损失 < −6dB）趋向于消失。因为在 IE3D 模拟器中应用的无数的介电模型通常会高估介电负载效果，所以提出的天线应该比图 2.43 所示的更能承载负载。

芯片连接带用导电胶安装到标签天线，最大读取距离估计是从 RFID 测试员到 Voyantic [OCO 09] 的距离。图 2.44 中，在全球 UHF RFID 频段（即 860 ~ 960MHz）绘制出测得的不同材料上的标签反应。除了在高损耗的图书介质上，标签的读取范围在 8 ~ 12m。图 2.44 也因为阅读范围曲线的形状遵循 PTC 从而说明了双调谐的作用。



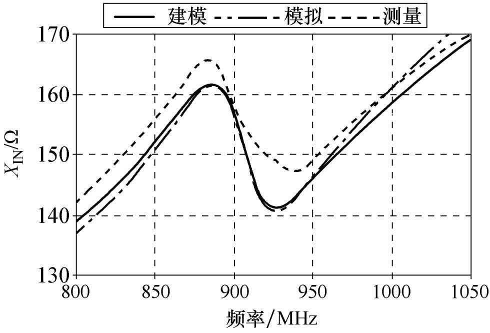


图 2.41 天线的输入阻抗

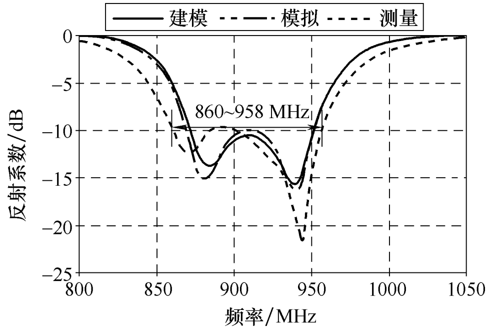


图 2.42 天线的回波损耗

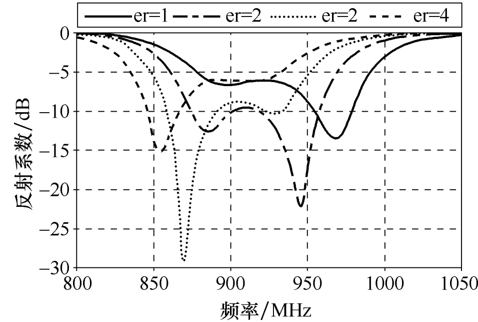


图 2.43 不同电容率的电介质天线的模拟回波损耗

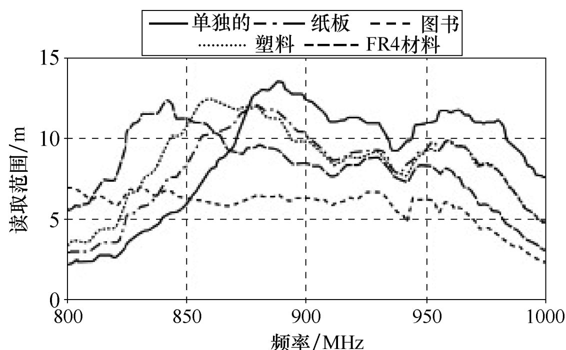


图 2.44　不同材料上测量到的读取范围

2.3　采用电感耦合反馈的 RFID 标签天线

本节介绍了一种使用电感耦合反馈方式制造高效且宽带的 RFID 标签天线的设计方法。首先，我们提出了电感耦合材料的分析模型。之后，介绍了在天线和芯片之间实现宽带匹配阻抗的主要规则。

2.3.1　分析模型

本节所提出的反馈模型及其尺寸标注如图 2.45 a 所示。天线由一个小型的矩形回路和一个作为耦合电感的辐射（或谐振）体组成。回路的两个终端直接连接到芯片上，并且通过调整回路和辐射体之间的距离以及回路形状可以控制耦合强度。图 2.45 b 描述了耦合电感反馈结构的等效电路。电感耦合通过一个变压器建模。

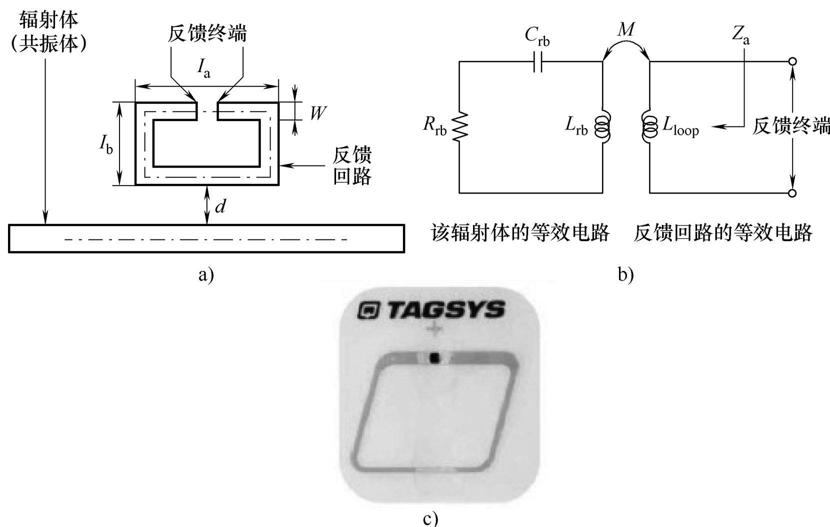


图 2.45　a）电感耦合反馈结构　b）等效电路　c）AKA 内核商业化例子

天线Z_a的输入阻抗如下所示：

$$Z_a = R_a + jX_a = Z_{loop} + \frac{(M\omega)^2}{Z_{rb}} \tag{2.66}$$

式中，Z_{rb}和Z_{loop}分别表示辐射体和反馈回路的阻抗；M表示两者之间的互感系数。该互感系数可以通过假设辐射体是无限长进行大致表征，如下所示：

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} l_a \ln\left(1 + \frac{l_b}{d}\right) \tag{2.67}$$

在辐射体的谐振频率f_0附近，它的阻抗可以用辐射阻抗$R_{rb,0}$和品质因数Q_{rb}来表示，如下所示：

$$Z_{rb} = R_{rb,0} + jR_{rb,0} Q_{rb}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{2.68}$$

反馈回路的阻抗如下：

$$Z_{loop} = jL_{loop}\omega \tag{2.69}$$

式中，L_{loop}是反馈回路的自感系数，Z_a的电阻和电抗部分如下：

$$R_a = \frac{(M\omega)^2}{R_{rb,0}} \frac{1}{1+u^2} \tag{2.70}$$

$$X_a = L_{loop}\omega - \frac{(M\omega)^2}{R_{rb,0}} \frac{u}{1+u^2} \tag{2.71}$$

式中，$u = Q_{rb}$（$\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega$）。在$\omega = \omega_0$处$Z_{a,0}$的电阻和电抗表示如下：

$$R_{a0} = R_a(\omega = \omega_0) = \frac{(M\omega)^2}{R_{rb,0}} \tag{2.72}$$

$$X_{a0} = X_a(\omega = \omega_0) = L_{loop}\omega_0 \tag{2.73}$$

式（2.72）和式（2.73）表明$R_{a,0}$仅依靠于M，而$X_{a,0}$仅依靠于L_{loop}。因此$R_{a,0}$和$X_{a,0}$可以被独立调整。这就意味着所提出的反馈结构提供了一个简单的方式来将天线阻抗和任意芯片阻抗$Z_c = R_c + jX_c$进行匹配。图2.45 c描述了一个普遍的低成本“适应性内核”，其可以作为高性能辅助天线。

2.3.2 天线设计与结果

一个使用所提出的反馈结构的天线实例及其具体参数如图2.46所示。这个天线是为一个阻抗值为$Z_c = 6.2 - j127\Omega$的RFID标签芯片而设计的。这个辐射体的谐振频率f_0值为915MHZ，$R_{rb,0}$和Q_{rb}的模拟值分别为28.5Ω和14.7Ω，这些值是通过CST的MW工作室获得的。

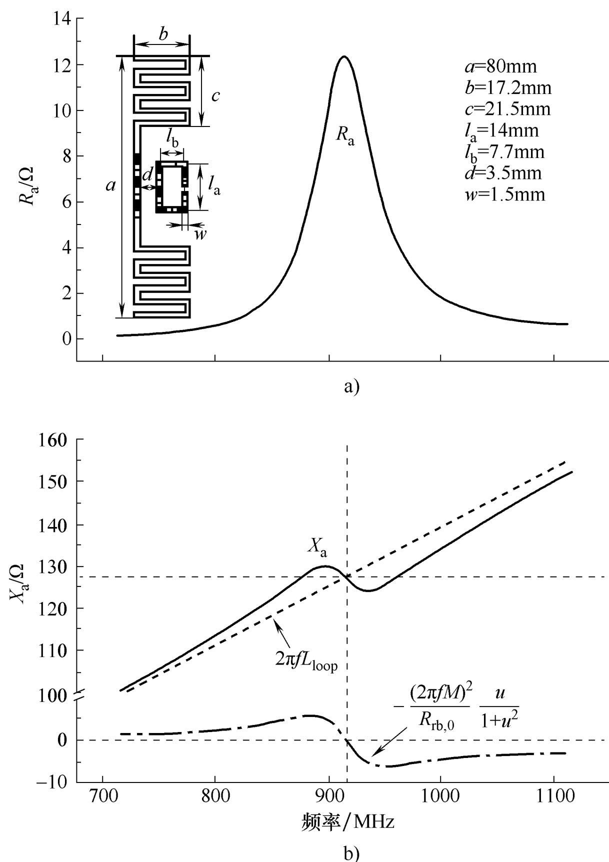


图 2.46　天线阻抗随频率变化曲线：a）电阻部分 R_a　b）电抗部分 X_a

M 和 L_{loop}的计算值分别为 3.3nH 和 22.1nH。图 2.46 a 表示电阻部分 R_a是频率的函数，当 $f=f_0$时它的值最大，为 $R_{a,0}=2R_c$。图 2.46 b 表示电抗部分 X_a。当 $f=f_0$ 时，它的值等于 $-X_c$。式（2.72）右边第一项是具有正斜率的直线，第二项在 $f_0\pm f_0/(2Q_{rb})$ 范围内具有负斜率。因此，第一项和第二项相互抵消，使得电感耦合反馈结构具有宽带特性。

对不同的 $R_{a,0}$，VSWR 随频率的变化曲线如图 2.47 所示。其中，$R_{a,0}$可以通过在保持 $X_{a,0}$不变的情况下改变辐射体和反馈回路之间的距离进行调整。由图可知，当 VSWR < 2 时，阻抗带宽在 $R_{a,0}=2R_c$时取得最大值。该天线是焊接的并且通过测量确认。同时，该天线表面镀有使用 18μm 的铜迹线的厚度为 50μm 的聚乙烯涂层。另外，图 2.47 还显示了最佳匹配天线的 VSWR 的测量值。

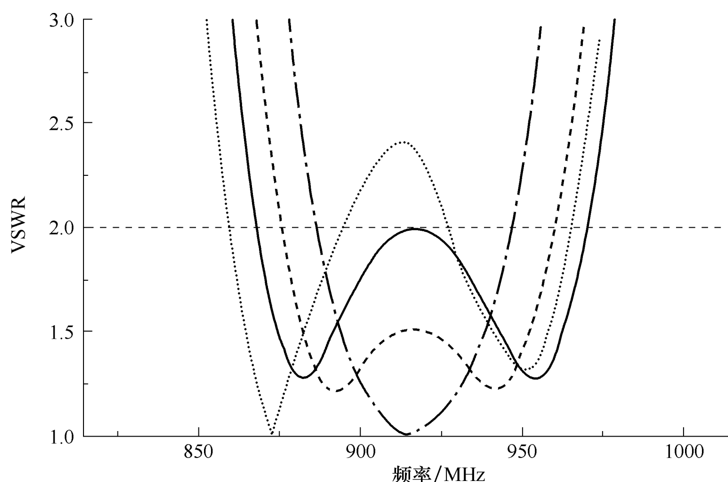


图 2.47　不同 $R_{a,0}$ 下，VSWR 随频率的变化曲线

———：$R_{a,0}=2R_c$　- - - - -：$R_{a,0}=2.5R_c$　—·—·—：$R_{a,0}=R_c$　·····：测量值

2.4　针对包含液体的接收器的组合 RFID 标签天线

处在封闭环境当中，嵌体是嵌入在塑料、金属和卡片当中且其材质为液体、绝缘体或金属化物等的 UHF RFID 标签，其辐射能力、天线与集成电路的匹配程度以及效率会有所降低。因此，在室内环境中由于障碍物和多径效应的增加会大大降低读卡器和标签的读取范围。

我们的目的是设计一个贴在塑料容器上的标签天线，容器可能是空的也可能是装满液体的。因此需要一个闭环模块通过电感耦合激起两个偶极天线，每个天线都工作在 868MHz（UHF 频段）。

2.4.1　模块描述

Tagsys 公司生产的 MuTRAK640 本质上是由小环路天线与 UHF RFID 芯片 Impinj Monza 4 连接而成的。芯片的读取灵敏度是 −14.7dBm，输入阻抗为 1100Ω/2.11pF［SAB 12］。$Z_c=R_c+jX_c$ 为芯片负载的等效阻抗，在 868MHz 时，$Z_c=6.8\Omega-j86\Omega$。电路被密封在 FR4 环氧树脂矩形板里。一个关键点是小回路尺寸规定辐射电阻要小于 1Ω。因此，回路仅仅允许在相对近场区域的短距离读取（通常为几厘米）。

模块的一个很有用的特性是它能用来做大标签天线的激励源。一个因为低辐射性被限定在较短的阅读距离的小设备，也能在与类偶极天线组合使用时将距离扩展为 10m 范围且仍表现良好。通常，最靠近模块的偶极天线位置会产生电流，而回

路表面的电磁场会使该电流反向。偶极天线通过增加它的辐射效应来增加模块的辐射。

2.4.2　电感耦合和天线匹配

如第 2.3.1 节中所提到的，偶极天线的激励源通过电感耦合回路决定芯片终端的阻抗［SON 05］。

$$Z_{\text{antenna}} = Z_{\text{loop}} + \frac{(M\omega)^2}{Z_{\text{dipole}}} \tag{2.74}$$

式中，M 为偶极天线和小回路最接近点引起的互耦因子，偶极天线阻抗 Z_{dipole} 包含回路阻抗 Z_{loop}。从式（2.74）可以看出半波长的偶极天线的串联谐振在回路终端被转换为并联谐振。式（2.75）给出了归一化天线的反射系数和天线阻抗的关系［NIK 05a］。

$$\Gamma = \frac{Z_{\text{c}} - Z^*_{\text{antenna}}}{Z_{\text{c}} + Z_{\text{antenna}}} \tag{2.75}$$

2.4.3　天线设计

当 $Z_{\text{antenna}} = Z_{\text{c}}^*$ 时，天线和芯片间出现最大的 PTC 值。部分芯片电容补偿由天线电感提供，同样也需要保持较低的天线电阻。封装电路 MuTRAK 具有螺旋电感的偶极天线，如图 2.48 所示。因为在各个平行部分之间没有较大的间隔，螺旋天线比 zig－zag 或线状天线更加紧凑高效。偶极天线是用细铜丝制成的并固定在片状板上以保持天线的形状和硬度。图 2.49 给出了天线的阻抗-频率关系，模块边缘到 L_1 的距离是 2mm。

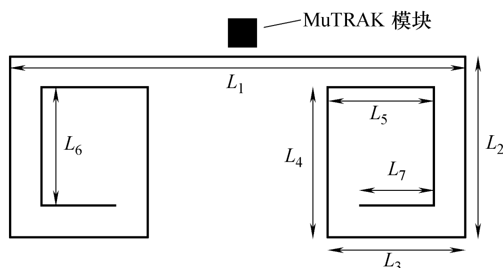


图 2.48　螺旋偶极子耦合到 MuTRAK 模块（环＋芯片）。在自由空间中工作的螺旋偶极子的初始尺寸：L_1 = 40mm，L_2 = 20mm，L_3 = 13.5mm，L_4 = 16.5mm，L_5 = 10mm，L_6 = 13.5mm，L_7 = 3.5mm，金属丝半径 = 0.15mm，总长度：181mm

环路耦合螺旋偶极天线在 868MHz 时谐振。所有仿真都在 MOM 上由 4NEC2 代码调试得到。图 2.49 中特定频率下的仿真阻抗是 $Z_{\text{antenna}} = (5.1 + \text{j}62)\,\Omega$。预估增益是 0dBi。在图 2.48 中可以看出，当频率为 868MHz 时，耦合偶极子在芯片终端会

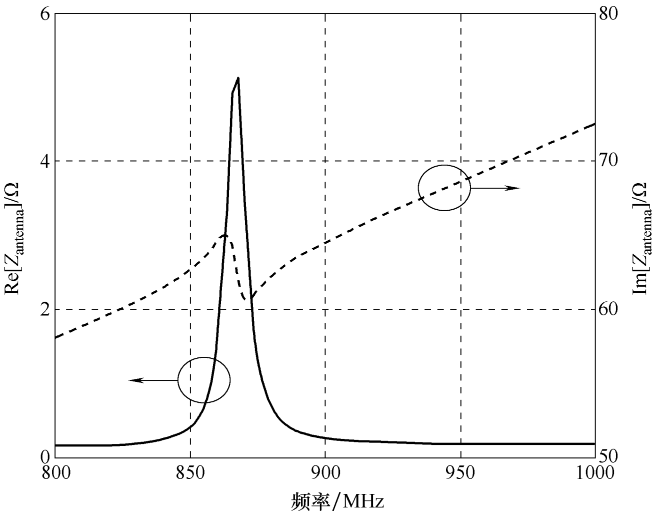


图 2.49　环路耦合螺旋偶极子的阻抗

带来并联谐振。因此，天线阻抗在接近 868MHz 时比环路阻抗具有高电阻和低电抗。然而，电抗均值本质上用于补偿芯片的 -86Ω 电抗，但是在 868MHz 时无法达到该值。因此，尽管天线和芯片电阻导致 Γ 最小（$\Gamma=0.89$），此时总电抗（接近 -24Ω）仍比总阻抗（接近 12Ω）要大。这就意味着从最佳匹配中获取的读取范围要除以 $1/\sqrt{1-|\Gamma|^2}\approx 2.2$。在模块的中心谐振频率 915MHz 时存在失配，这是模块固有的，并不是设计所带来的。标签天线的谐振是由于在超过 1000MHz 时总电抗会消失。例如，标签天线的谐振要远远高于模块的谐振，因为偶极天线会减小孤立回路的电抗。

2.4.4　原始标签的测量

在偶极天线附近使用 King 的保护环［KIN 69］作为近场传感器来测量偶极天线的谐振频率。在测量电缆时使用特殊的探针是为了避免额外的寄生电流。在 King 的回路终端里偶极天线的谐振可以通过矢量网络分析仪进行观测。图 2.48 显示的天线长度应该在 868MHz 的标定范围内产生谐振。然后部署 MuTRAK 模块，使用 Voyantic 测量仪［OCO 09］测量读取范围。在 800 ~ 900MHz 间，标签读取范围在 868MHz 时达到最大值 3.8m。

2.4.5　结合空塑料容器和满塑料容器的测量

用一个空的聚丙烯塑料容器（$\varepsilon_r=4$）替代之前介绍的螺旋状天线，容器的尺寸是 23cm × 15.5cm × 14.5cm。由于塑料壁的原因，会测量出一个 60MHz 的谐振频率反向偏移。为了适应谐振频率，金属丝的长度逐步减短直到获得正确的谐振频

率。经测量查验，总长度为 12.5mm（$L_7=0$，$L_6=5.5$mm）时最合适，如图 2.50 所示。最长读取范围为 3.7m。

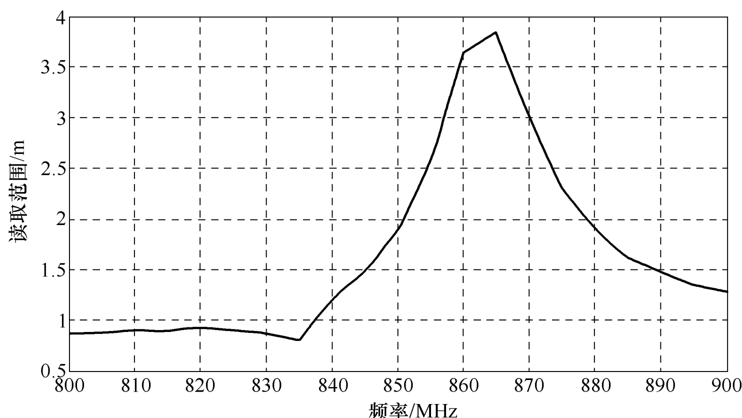


图 2.50　读取范围测量与 Voyantic 设置

一旦容器被装满水（$\varepsilon_r=80$，$\sigma=0.1$S/m），即使在距阅读器几厘米时标签指示也不准确。为了解决上述问题，首先应使用 King 的回路，即一个具有 550MHz 的谐振频率负偏移的偶极天线。在 868MHz（L_7、L_6和 L_5均为 0，$L_4=13$mm）时，金属丝需要增加 19mm 才能获得谐振。有水存在的情况下，最长读取范围是 34cm。

2.4.6　组合天线

最终的标签和天线还有 MuTRAK 模块组合，如图 2.51 所示。由于偶极谐振长度的不同，偶极天线之间并没有直接耦合。偶极天线 1 和 2 在满容器和空容器下都能谐振。在没有水的情况下，最长读取范围保持在 3.7m；在装满水的情况下，读取范围减少到 31cm，比单个偶极天线还要短 3cm。无论如何，相较于单个偶极天线用于空容器的任意距离上都无法被检测，使用模块组合可以大大改善性能。在只考虑满或不满两种状态的情况下，这个概念可以被应用于其他液体或容器材质中。另外，当芯片敏感度高于 3dB 并且回路尺寸最优时，使用 MuTRAK650 版本的 Monza5 芯片能将标签的读取范围提高一倍。

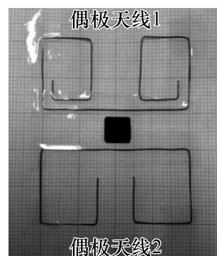


图 2.51　组合天线结构

2.4.7　匹配条件的讨论

确定匹配条件需要确定天线的输入阻抗的实部和虚部，换句话说，当 $R_{antenna}=R_c$ 且 $X_{antena}=-X_c$时达到匹配条件。因此研究式（2.75）中当两个条件实现其一时的反射系数 Γ 很有必要的。图 2.52 显示的是不同的电抗值和最佳值 $R_{antenna}=6.8\Omega$ 时的功率反射关系图。图 2.53 显示的是不同的阻抗值和恒定的电抗值 $X_{antenna}=86\Omega$

时的功率反射关系图。

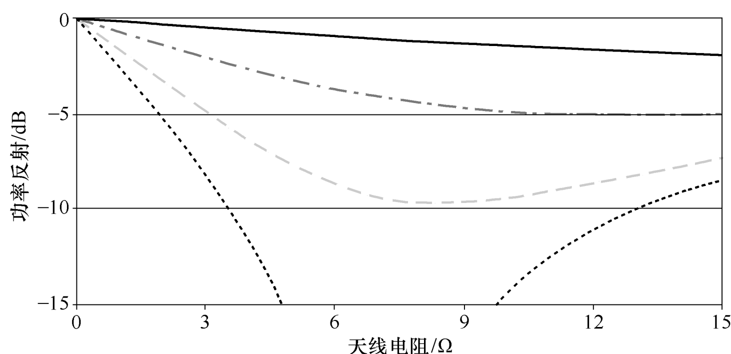


图 2. 52　功率反射与天线阻抗 $Z_{ic}=(6.8-j86)\Omega$ 以及各种天线的电抗确定：$X_a=60W$，$X_a=75W$，$X_a=81W$，$X_a=86W$

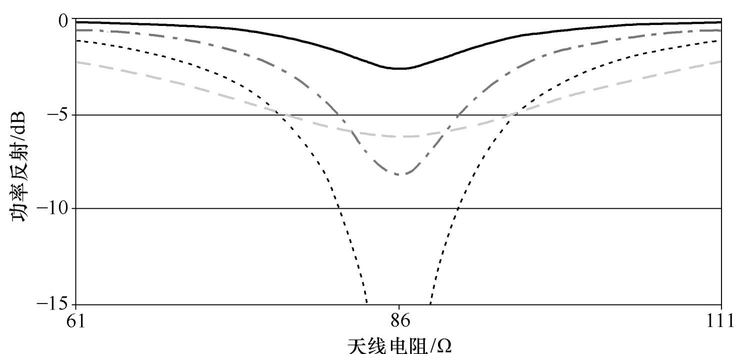


图 2. 53　功率反射与天线阻抗与 $Z_{ic}(6.8-j86)\Omega$ 以及各种的电抗确定：$R_a=1W$，$R_a=3W$，$R_a=6.8W$，$R_a=20W$

在图 2. 52 中，首先观察到当虚部完成匹配时，天线最佳阻抗 $R_{antenna}=6.8\Omega$ 的冗余度较大。当大致满足 $R_c/2<R_{antenna}<2R_c$时，Γ 小于 −10dB。相反，图 2. 53 表明，当实部完成匹配时，天线最优电抗冗余较小，为 $X_{antenna}=X_c=86\Omega$，指定 Γ 仍低于 −10dB，此时 $0.95X_c<X_{antenna}<1.05X_c$。

得出的结论是，典型的 RFID 芯片的串联电抗比串联电阻大 5 ~ 10 倍，其虚部匹配是至关重要的。

可以注意到，当电抗无法匹配时，最好的设置为 $R_{antenna}\gg 6.8\Omega$，此时 Γ 的衰减较弱（观察图 2. 53，当 $X_{antenna}<70\Omega$ 或 $X_{antenna}>100\Omega$ 时，曲线 $R_{antenna}=20\Omega$）。

2. 5　金属上的标签

RFID 标签在非金属物体和金属物体均可安装。有许多行业（飞机、汽车、建

筑等）对在金属物品（飞机或汽车零部件、金属容器等）上添加标签具有浓厚兴趣［ERG 07］。通常情况下，金属标签比非金属标签对环境抵抗性更强。对于高价值资产的跟踪，如工业机械，为保证所要求的性能，可以采用相对较大，并且复杂的天线结构，但是实现日常金属部件标签的无缝集成需要采取小型化的方法。

然而，当标签被放置在金属物体里，由于金属表面和天线之间的高寄生电容，RFID 标签性能的下降是不可避免的［UKK 05，CHO 08］。这种性能下降将会影响标签天线及其辐射方向图和输入阻抗的辐射效率。图 2.54 显示了金属板和偶极子标签天线之间距离的影响。为了提高辐射效率和标签天线金属表面的增益，在高成本和短读取范围的厚硬基底处采取贴片类型和倒 F 类型［RAO 08，KWO 05］。这些天线采用短路针或短路墙，这使它们的制造成本比普通标签式天线要高得多。

设计中的一个关键点在于金属标签需要一定厚度。换言之，它们在安装面处或多或少会突出一些。为了使它们的应用更加灵活并且外观更加美观，减少金属标签的厚度是很有必要的。要使这些标签适于低成本大量生产，就应该设计一个简单的、薄的结构。

现有的设计厚度从 0.8～2mm 不等。然而，一个约 1mm 的厚度对于标记现今 IT 资产来说仍然显得太厚（如最新的苹果 MacBook Air 的厚度需要小于 3mm）。此外，太厚的设计使得标签难以弯曲安装在金属圆柱体里（例如储气罐、灭火器）。这些应用将推动金属标签与厚度的合理高效的新发展，解决方案范围为 50～300μm。

在接下来的部分中，首先进行说明的是关于低剖面贴片天线效率的问题。然后介绍超薄 UHF 标签和厚 UHF 标签的实例，并将重点讲解设计过程，芯片的匹配策略说明以及在整体效率方面天线的性能。

2.5.1　低剖面贴片天线的辐射效率

反射效率 $\eta = P_{rad}/P_{in}$ 是发射到空间的功率 P_{rad} 和注入天线的功率 P_{in} 的比值。对于贴片天线，功率损耗可分为三部分：介电损耗、导体损耗和表面波损耗。在 RFID 频带，基底厚度比在该基底上的波长小得多，使得在表面波的损耗可以忽略不计。反射效率可以由式（2.76）最终确定［VOL 07］：

$$\eta = \frac{1}{1 + Q_r \dfrac{\delta_s}{h} + Q_r \tan\delta} \tag{2.76}$$

$$\delta_s = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_0 f \sigma}} \tag{2.77}$$

式中，δ 是金属的导电性；f 是工作频率；μ_0 为在自由空间的磁导率；δ_s 是导体的趋肤深度；Q_r 是辐射品质因数。在［JAC 91］中可以找到作为贴片尺寸和基底介

电常数的函数的分析表达式，它表明，Q_r是反比于基底厚度和正比于基底介电常数。$Q_r\delta_s/h$ 为导体损耗的功率和辐射功率的比。$Q_r\tan\delta$ 是介电损耗的辐射功率和损耗功率比。

注意，当导体的 δ 和 δ_s 较小，并且基底的 $\tan\delta$ 较大时，系统的效率下降。从式（2. 76）中可以看出：

（1）低剖面贴片天线的辐射效率随着基底厚度减小而下降。

（2）当 $h<\delta/\tan\delta$ 时，导体损耗远超介电损耗，成为主要损耗。

为了定量地说明基底厚度的影响，我们研究了一个通用的矩形贴片天线的辐射效率［XI 13］。贴片天线的长度和宽度分别是 99. 9mm 和 45mm，馈送点是在一个辐射边缘的中心。由式（2. 76）可以获得辐射效率，仿真结果由 HFSS 提供。在仿真过程中，一个 300mm × 200mm 的铁片被当作接地层，一个 $\delta=4\times10^{8}$S/m 的有限导电边界被定义为导体模型。基底是一种 PET 类型的塑料，其介电常数 $\varepsilon_r=2.62$，$\tan\delta=6.84\times10^{-3}$。

首先对辐射效率进行了研究，它可以作为基底厚度的天线谐振频率的函数。如图 2. 54 所示，仿真结果和计算结果之间相当匹配。当基底厚度减小时辐射效率单调减小。

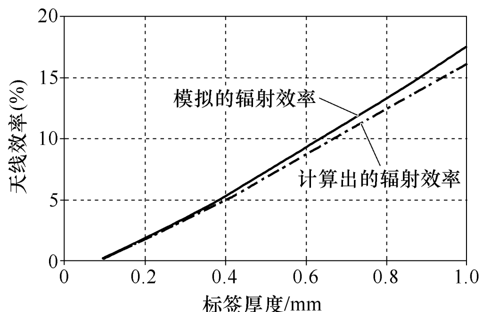


图 2. 54　基底函数的辐射效率的仿真分析［XI 13］

接下来，我们研究了三种基底厚度下反射效率的频率响应。除了两种特殊情况，介电损耗和导体损耗，所有的损耗机制都被考虑在内，并分别进行了评估。为了模拟无介电损耗的辐射效率，基底的 $\tan\delta$ 被设定为 0。为了模拟无导体损耗的辐射效率，可以使用完美的电导体（PEC）的边界代替 HFSS 的有限电导率的边界。根据图 2. 55 中所示的仿真结果，辐射效率的频率响应一般是平坦的，尤其是在考虑所有的损耗时。通过在不同基底厚度的情况下比较的三个案例可以发现，在一个大的基底厚度（例如 $h=0.855$mm）下，介电损耗对辐射效率的影响大于导体损耗。在中等的基底厚度（例如 $h=0.513$mm）下，两种损耗的影响相等。而在一个小的基底厚度（例如 $h=0.171$mm）下，导体损耗的影响超过了介电损耗。

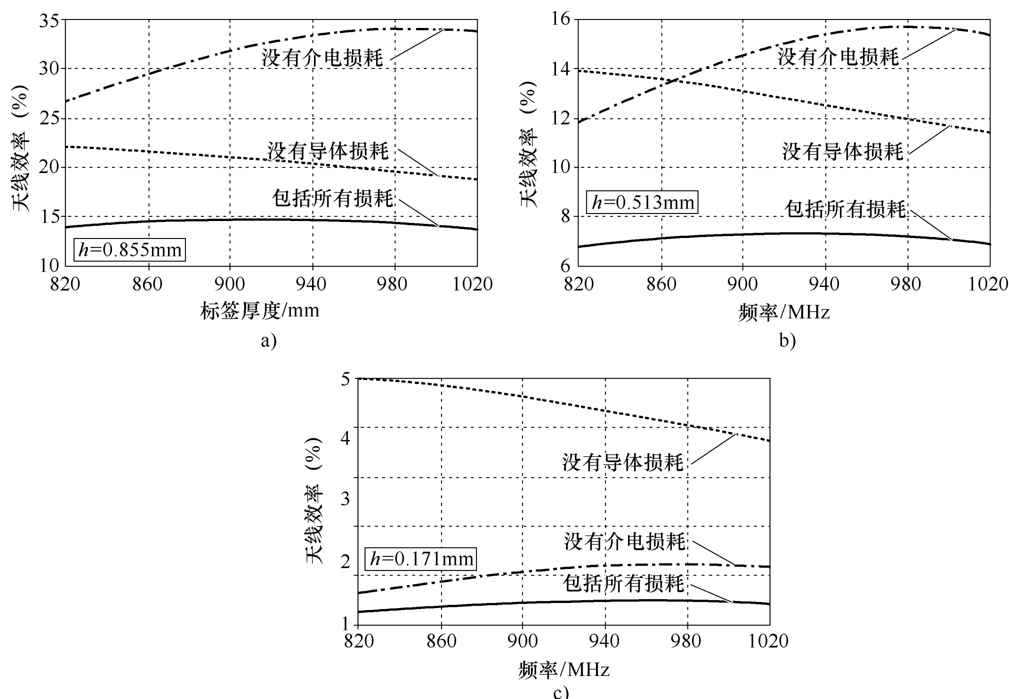


图 2.55　三种基底厚度下仿真的辐射效率对频率的函数［XI 13］

因此得出结论，在非常小的厚度下成功实施超低剖面贴片天线，需要一种良好的导体。因此，几乎不可能在这里采用导电油墨。

2.5.2　超薄金属标签

本节介绍了专为薄基底（$h<1\text{mm}$）开发的两个天线设计，包括使用自己的接地层或使用其支持层作为接地层。

第一个设计是嵌入反馈贴片的集成短路传输线［XI 13］，其中天线阻抗的实部和虚数部可独立调整（见图 2.56）。其嵌入反馈允许天线电阻调谐，而电抗被短路的传输线负载控制。在 TM_{10} 模天线的谐振频率附近，标签天线的阻抗可以通过一个集总元件等效电路进行建模，如图 2.57 所示。在该模型中，RLC 并联（即 R_a，L_a，C_a）的模型中嵌入反馈模块，而串联连接的电感器（即 L_t）模型的短路传输线。根据天线模型，天线阻抗的典型曲线图如图 2.58 所示。

短路传输线负载被用于调整天线阻抗的虚部。根据图 2.58 所示，很容易找到补偿该芯片电容 X_{ic} 和 X_{max}。根据图 2.57 所示的天线模型，可以认为 X_{max} 满足式（2.78）：

$$X_{max}=\omega_1 L_t+\frac{R_a}{2} \tag{2.78}$$

图 2.58 也验证了式（2.78）。因此，为了实现预期的 X_{max}、L_t 和 R_a 需要做出

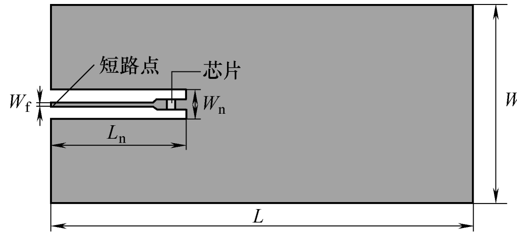


图 2.56　嵌入反馈贴片的集成短路传输线［XI 13］

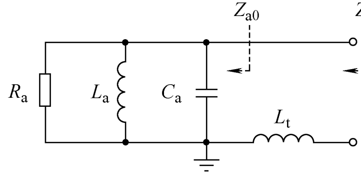


图 2.57　集总元器件模型［XI 13］

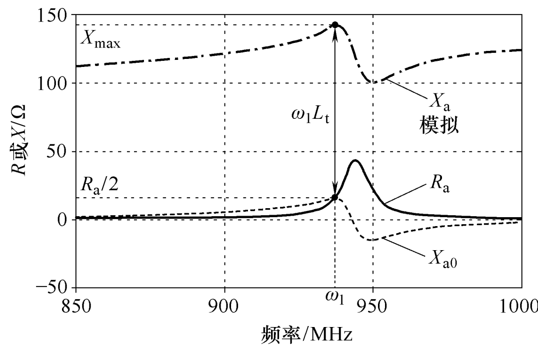


图 2.58　天线的输入阻抗［XI 13］

调整。除了标签天线的几何变量，L_n 和 W_f 是控制 L_t 的两个关键变量。另外，使用嵌入反馈调整 R_a。当反馈接近贴片中心时，R_a 会减小。此外，共轭匹配也需要考虑以便在一个合适的 L_n 时，$R_a/2$ 等于该芯片电阻。

在［XI 13］中使用的标签芯片是 Higgs-3。根据如上所述的阻抗匹配策略，三种金属标签天线的基底厚度分别被设计为 0.855mm、0.513mm 和 0.171mm。它们的尺寸都是 99.9mm×45mm。用于这些天线设计的材料参数与第 2.5.1 节中的是相同的。三种芯片阻抗设计的仿真和测量的回波损耗显示在图 2.59 中。由于双调谐，在 $h=0.513$mm 和 $h=0.171$mm 时的阻抗带宽比 $h=0.855$mm 时大。

对于较厚的基底（比如在 UHF RFID 频带中 $h>1$mm），在一个很宽的频带范围上辐射效率的频率响应是稳定的。因此，没有必要看辐射效率的带宽，因为它比阻抗带宽大得多。然而，对于所提出的超低剖面金属标签天线，情况和上述不同。三种标签天线的辐射效率变化仿真情况可以在图 2.60 中得到。辐射效率峰值出现

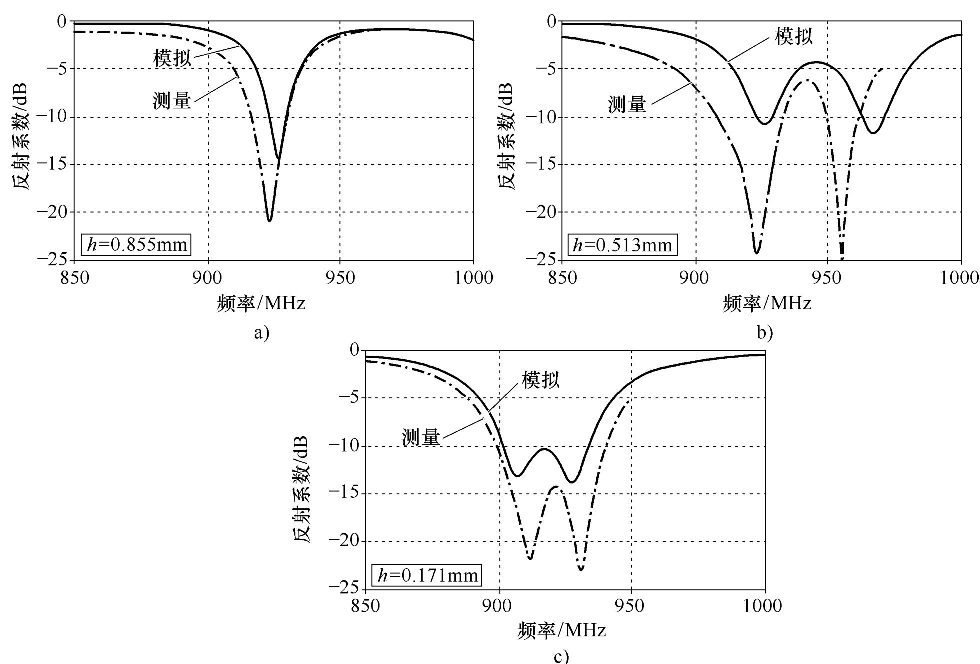


图 2. 59　三种天线厚度下的回波损耗

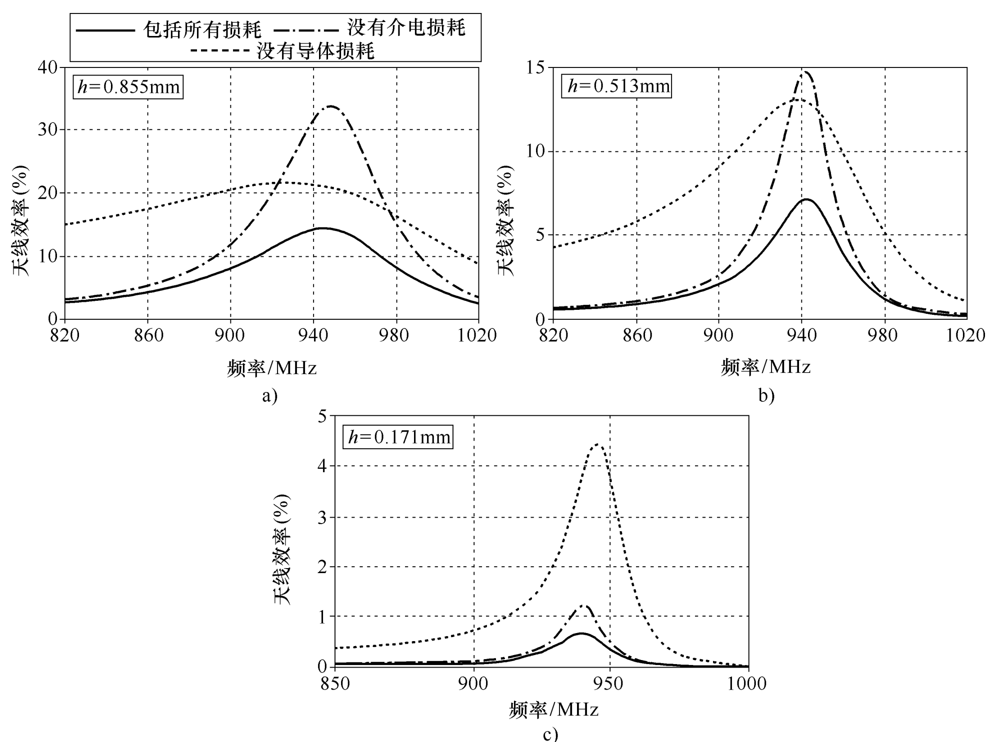


图 2. 60　作为频率函数的标签天线的仿真辐射效率图

在天线的谐振频率处。注意到，由于嵌入反馈贴片存在槽口，该天线谐振频率大约为 942MHz，比 925MHz 稍高。

对于给定的基底厚度，最窄的辐射效率的带宽总是发生在只考虑导体损耗时。这意味着，导体损耗比介电损耗更依赖于频率。在非常小的基底厚度下，辐射效率带宽比相应的阻抗带宽窄得多。

因此，可以得出结论，当一些反馈结构被添加到通用的贴片天线来匹配标签芯片的阻抗时，辐射效率的带宽会显著地减小。当基底厚度减小时，辐射效率带宽会大幅度地减小。因此，在基底厚度很小时，就必须考虑到辐射效率带宽这一因素。

标签原型的可读范围通过被放置在 300mm × 200mm 的金属板内进行测量。可读范围的测定结果如图 2.61 所示。当 $h = 0.855$mm、0.513mm 和 0.171mm 时，最大读取范围分别是 7.9m、5.1m 和 2.2m。有趣的是，最大读取范围大致正比于基底厚度。当 $h = 0.855$mm 时，可读范围的带宽是由阻抗带宽来决定的。当 $h = 0.171$mm 时，可读范围的带宽受到辐射效率带宽限制。换句话说，对于在极小基底厚度下来实现金属标签天线，可读范围的频率响应是由辐射效率而不是功率传输系数决定的。

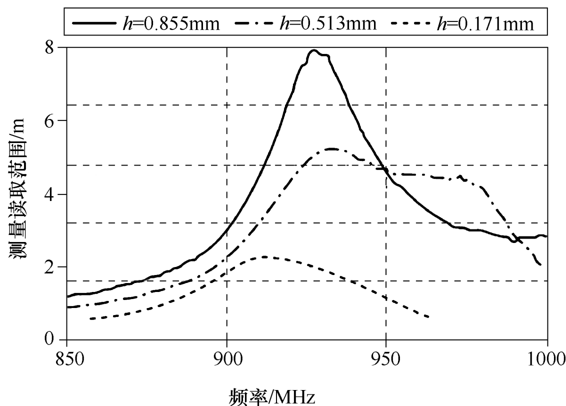


图 2.61　标签原型的实测读取范围

第二种设计是一个双波段 RFID 天线，可以覆盖欧洲所使用的 866MHz 的频带，也可覆盖在北美和南美使用的 915MHz 的频带。天线的结构如图 2.62 所示。该天线由两个贴片阵列组成：866MHz 的 A1A2 和 915MHz 的 B1B2，以及作为接地面的超薄柔性基底聚丙烯。由于柔性基底 PP 的厚度（$\varepsilon_r = 2.4$，$\tan\delta = 0.02$）仅为 0.55mm，这会导致读取范围较小，因此使用阵列设计来增加标签天线的增益。两个贴片阵列 A1A2 和 B1B2 都是对称的，以方便连接 Monza4 标签芯片（芯片端口的连接：端点 1 “RF1” + “RF1” 连接到 A1A2，端点 2 “RF2” + “RF2” 连接到 B1B2）的双端独立端口。贴片阵列在基底的两端都是对地短路的，使得贴片的长度 $L_p = 43.6$mm 更接近于谐振天线四分之一波长。

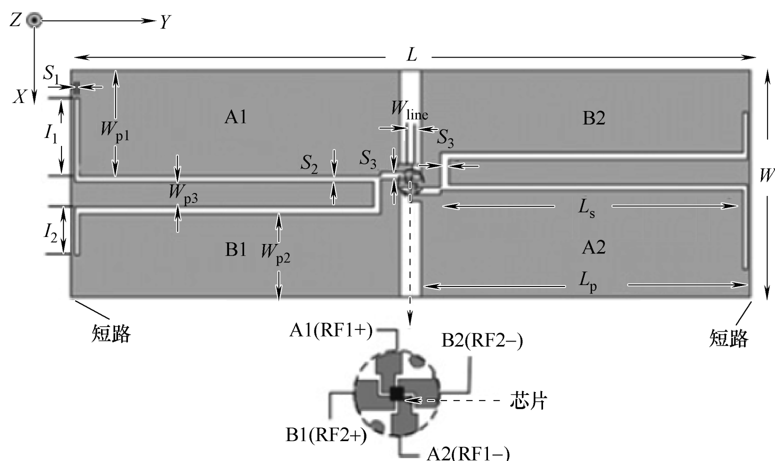


图 2.62　双波段天线的构型

虽然天线的谐振频率由贴片的长度 L_p 决定，但是两个频带之间的频率差受参数 W_{p1} 和 W_{p2}（W_{p1} 是 A1 和 A2 的为 866MHz 的宽度和 W_{p2} 是 B1 的宽度和 B2 为 915MHz）影响。此外，通过调整狭槽 l_1、l_2 和 L_s 的长度，双端口的输入阻抗可以很容易达到共轭匹配。天线的实际总尺寸是长 × 宽 = 90mm × 30mm。最佳设计参数如下：W_{p1} = 14mm（866MHz），W_{p2} = 11mm（915MHz），W_{p3} = 3.4mm，L_s = 39.5mm，l_1 = 10.2mm（866MHz），l_2 = 5.5（915MHz），S_1 = 0.5mm，S_2 = 0.8，S_3 = 1mm 和 W_{line} = 1mm。

图 2.63 表明欧洲频带（866 ~ 868MHz）被 −20dB 带宽（847 ~ 848MHz）的 3.5% 覆盖，而北美频带（902 ~ 928MHz）被 −20dB 带宽（847 ~ 848MHz）的

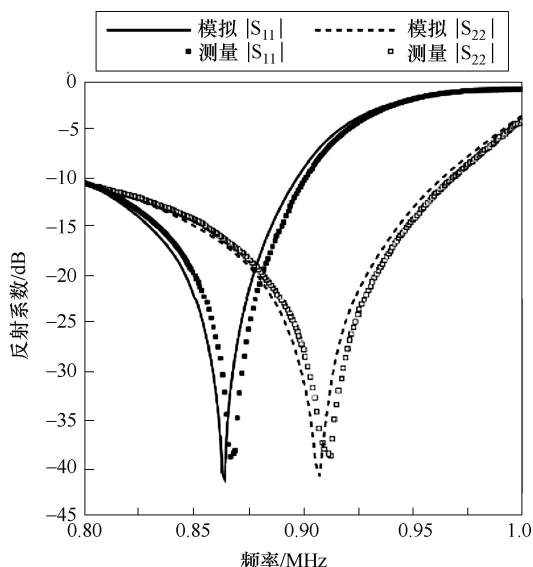


图 2.63　双频带天线回波损耗的实测和仿真曲线

5.6% 覆盖。该结构的 -10dB 带宽比常规微带线贴片天线更宽。由于计算的增益只有 -10dB，它的天线效率可能是非常低的（百分之几）。当天线被安装在一个150m×150m 的金属板（见图 2.64）内时，在 866MHz 时最大读取范围为 3.5m，在 915MHz 时为 3.6m。另外，该读取范围曲线证实，该天线不仅具有双频特性，而且还均衡每个频带的读取范围性能。

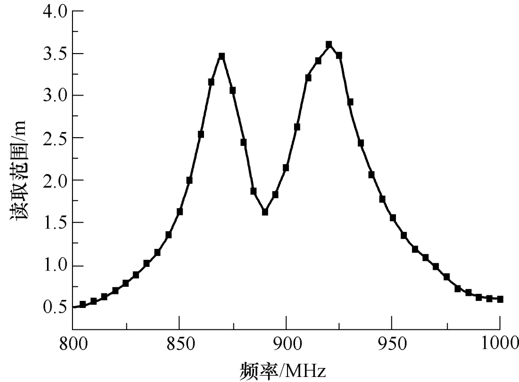


图 2.64　双波段天线的实测读取范围

2.5.3　厚金属标签

本节描述了建立在厚度大于2mm 的低成本基底上的改进 RFID 贴片天线的两种拓扑结构。

第一种天线利用一对 U 形槽（见图 2.65）来激发两个相邻的带有相似辐射特性的谐振模式彼此接近，从而生成一种宽带贴片天线。矩形贴片尺寸为 40 mm×86mm，并打印在一个 2mm 厚的 RF4 基板（ε_r =4.4）上。微带馈送线被嵌入到贴片中来降低输入阻抗。馈送线分为嵌入反馈线（长度为 8mm）和短截线，在它们之间有微芯片附着。短截线通过一个通孔与地短路。贴片上刻有一对 U 形槽，该 U 形槽靠近并且平行于贴片的非辐射边缘。通过嵌入 U 形槽，在 TM_{10} 模式和 TM_{20} 模式之间，形成一种新的谐振模式。

天线和微芯片在 TM_{10} 模式的频率之间的阻抗匹配可以通过调整嵌入长度（L_{inset}）以及微芯片和通孔之间的距离（L_s）来调节。另一方面，在新的谐振模式频率下，阻抗匹配可以通过调节槽臂长（L_{arm}）、槽宽（d）以及槽和贴片边缘之间的距离（d_w）进行调整。随着槽臂长度的增加，新的谐振模式频率降低到 TM_{10} 模式的谐振频率。随着槽宽和槽与贴片边缘之间的距离的减小，新的谐振模式的谐振阻抗幅值降低。微芯片的阻抗在 866.5MHz 时为 13.1 - j64Ω，在 915MHz 时为 13.5 - j60Ω。当芯片尺寸选定为 L_{inset} = 38mm、L_s = 17mm、L_{arm} = 9.5mm、d = 0.6mm 和 d_w = 1mm 时，芯片的阻抗确定，新的谐振模式在 TM_{10} 模式附近激发，并且具有良好的阻抗匹配。这样，天线可以应用在宽带上。

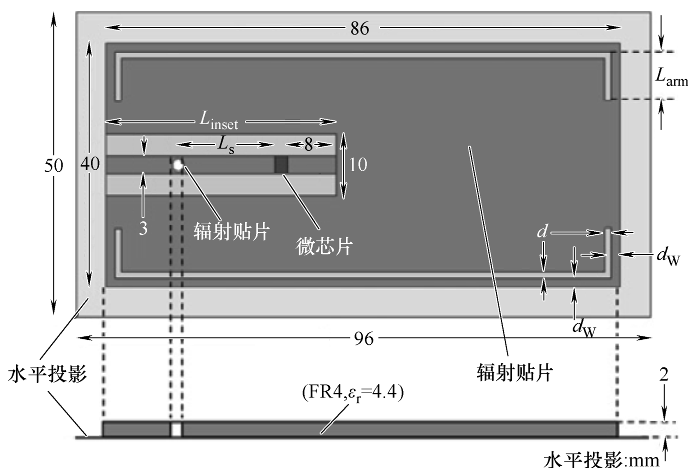


图 2. 65　具有一对 U 形槽的双频带天线几何尺寸图

图 2. 66 显示了具有不同臂长天线的仿真阻抗。注意到，频率 f_1 是在 TM_{10} 模式下，f_2 是在由 TM_{10} 和 TM_{20} 模式之间在 U 形槽激发的新的谐振模式下。随着臂长的增加，f_2 迅速减小至 f_1，而 f_1 则被影响。当臂长合适时，f_2 的谐振模式可以在足够接近的频率处被激发，以形成一个宽的工作带宽的频率。

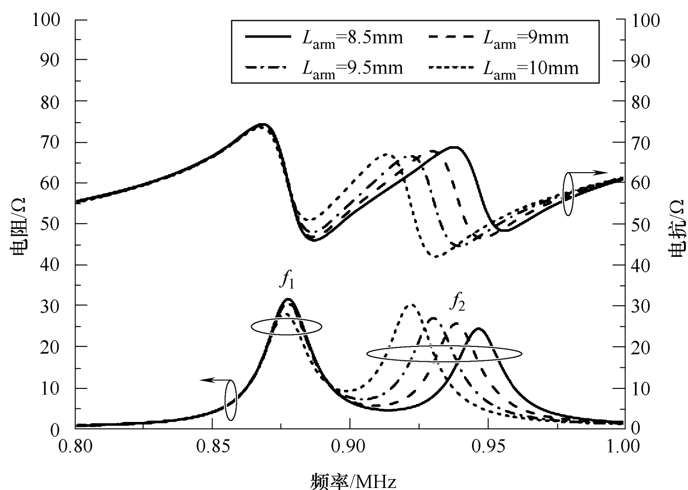


图 2. 66　具有一对不同臂长 U 形槽的双波段天线的模拟阻抗

为了覆盖全带宽内的超高频 RFID 的全部工作频率范围（860 ~ 960MHz），L_{arm} 定为 9. 5mm。图 2. 67 a 显示了原型天线的输入阻抗的仿真与实测数据。特定微芯片的共轭输入阻抗也在图中被标示出来。天线的输入电阻和电抗随着微芯片输入阻抗的共轭值在 f_1 到 f_2 频率范围内变化。图 2. 67 b 描绘了天线的回波损耗。天线半功

率带宽（RL = -3dB）的测量值是 133MHz，其在 842 ~978MHz 之间变化，并覆盖了超高频 RFID 全带宽。

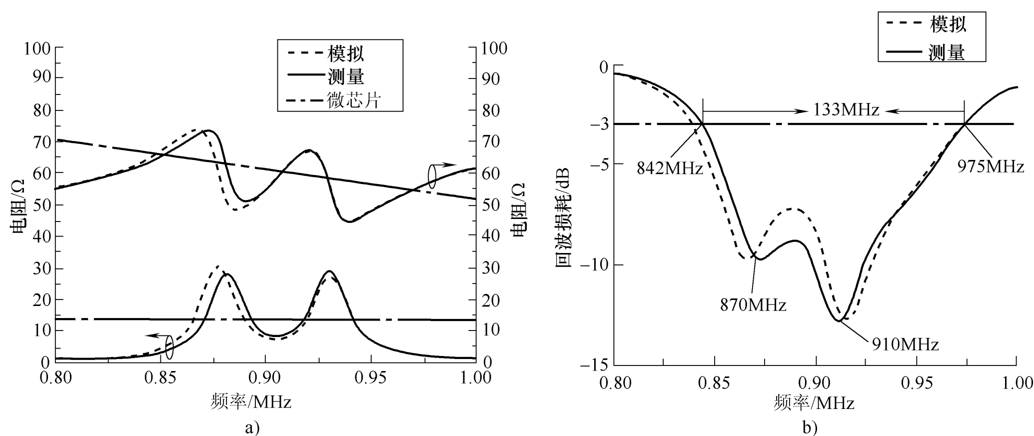


图 2. 67　a）阻抗的测量与仿真　b）L_{arm} = 9. 5mm 的双频段天线的回波损耗

由 Rao［RAQ 08］提出并成功地商业化的替代拓扑结构是一种具有偏移共面锥形反馈和由外矩形环（见图 2. 68）形成的虚拟接地短路的贴片结构。这个标签可以被用来识别和追踪货物、物品，各种生产、供应链或资产管理方案，包括单品级应用。

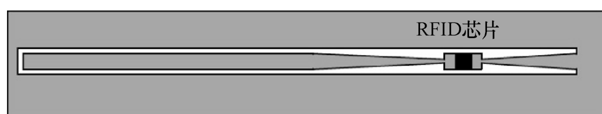


图 2. 68　金属标签天线（顶层天线嵌体）

它表明需要采用两个谐振频率（被定义为由复数共轭匹配于芯片阻抗）以保证宽带性能。外矩形环结构的长度和宽度决定了谐振频率的下限，而内辐射体长度则决定了谐振频率的上限。连接了两个结构的锥形线为 RFID 芯片提供了复阻抗匹配。

此外，我们还设计了相对灵活的天线嵌体以便它可以被放置在一个较长的电介质片顶端来组成一个具有较大覆盖范围的标签或覆盖在镶着一小块相同电介质的小标签的周围。天线嵌体是在铜上蚀刻 2mil（1mil = 25.4×10^{-6}m）的柔性聚酯基片，并且放置在顶部或覆盖上一块稍长于电介质本身、具有导电材料底层的聚碳酸酯塑料，如图 2. 69 所示

最后的标签天线和 RFID 芯片被集成，并且封装在内部坚固的塑料包装物内，能够承受极端的温度和暴露在有害环境中，如图 2. 70 所示。考虑到塑料包的影响，

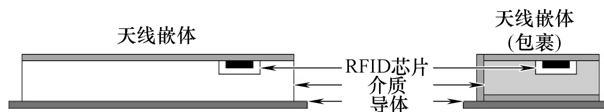


图 2.69　a）大的标签的横截面　b）小的标签的横截面

天线的设计被略微修改。最大标签尺寸为 15.5cm×3.2cm×1cm，最小标签尺寸为 7.9cm×3.1cm×1cm。图 2.71 呈现了在塑料和金属的自由空间（12in×12in）下实验和理论的读取范围（视轴方向）。把两个谐振分开使这个标签具有更多带宽是以牺牲范围为代价的（权衡带宽与范围的取舍）。如果希望在更窄的频带内有更高的标签范围，可以通过谐振很容易地实现。



图 2.70　a）大的金属支架 UHF RFID 标签　b）小的金属支架 UHF RFID 标签

两个版本（大的和小的）的标签都是基于相同的天线嵌体，并从整体上提供对 25ft（1ft=0.3048m）和 10ft 的金属的最小可读范围。这两种标签包括金属在内的各种材料，均可以在 UHF RFID 全带宽范围频段（860～960MHz）内可靠地工作。

2.5.4　在金属表面改善偶极子设计

在［KOO 11］的工作描述中，在金属表面改善天线的性能有两种主要的方法。首先，为了增加对金属物体的增益，在折叠偶极子天线周围添加一个附加环路。接下来，为了改善匹配特性，在最小阻抗变化区域对该天线进行共轭匹配，以使输入阻抗的变化相对于在自由空间时较小。

图 2.72 a 显示了所提到的折叠的偶极子天线#1，设计它的时候没有考虑金属物体。天线#1 实现了在一个薄的柔性的厚度为 0.07mm 的 PET 基底上印刷银浆。该基底的大小是 82mm×18mm，线宽是 1mm。

我们提出使用多个折叠偶极配置［POL 07］以提高天线的增益。天线的效率可以通过增加折叠臂的数目改善辐射电阻得到提高。因此，为了提高金属物体上的天线增益，在原始的线宽为 1mm 的折叠偶极天线周围放置了一个线宽为 2.5mm 的线圈，如图 2.72 b 所示。为了验证该附加环的效果，对两个天线在 910MHz 的金属表面上的功能进行了仿真，并将结果列在表 2.6 中。泡沫垫片（$\varepsilon_r=1$）用于调整和金属表面之间的分离度。这两个标签都通过 200mm×200mm 的金属表面备份。见表 2.6，无论是在自由空间还是金属表面，大小为 91mm×27mm 的 2 号天线的最

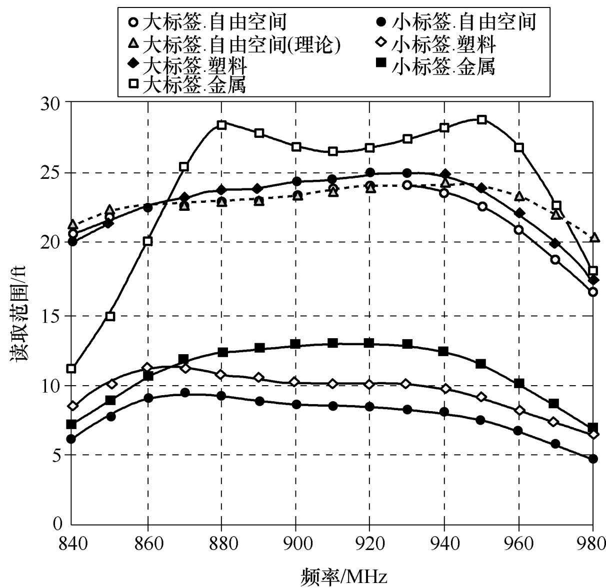


图 2.71　在自由空间上的塑料和金属（4 W EIRP）安装大、小金属标签的实验和理论读取范围（视轴方向）

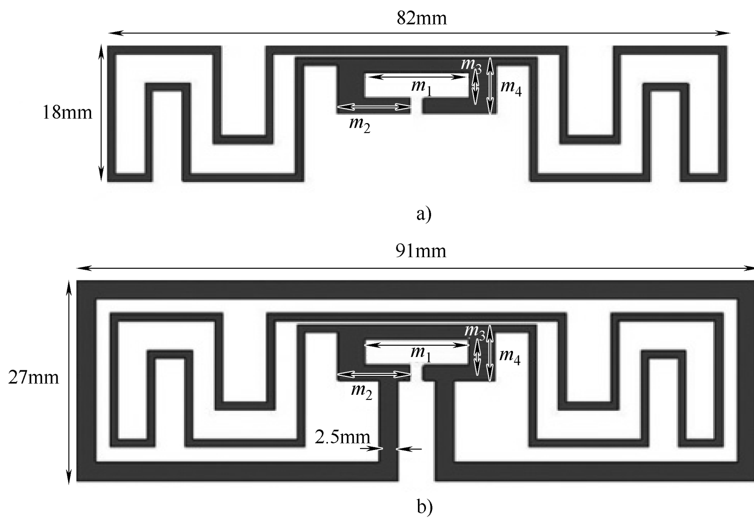


图 2.72　天线的几何形状：a）天线#1　b）天线#2

高增益都要比 1 号天线高。

当 RFID 标签被放置在靠近金属物体的位置时，谐振则移动到一个较低的频率区域，输入阻抗随频率变化明显。因此，输入阻抗的变化会引起芯片和天线之间的

不匹配，导致天线不能提供给芯片最大功率。为了增加 RFID 标签在金属表面的属性，我们研究了从金属表面进行分离所带来的影响。图 2.73 显示了作为天线和金属表面之间的距离函数的 2 号天线的阻抗仿真结果，并且与自由空间进行了比较。同时，共轭匹配下 IC 的实测阻抗也被绘制出来。

表 2.6　不同距离下在 910MHz 的金属表面峰值增益模拟的结果

距离/mm	1 号天线/dBi	2 号天线/dBi
1	−13.3	−11.2
2	−10.3	−4.6
3	−7.6	−2.5
自由空间	0.2	1.75

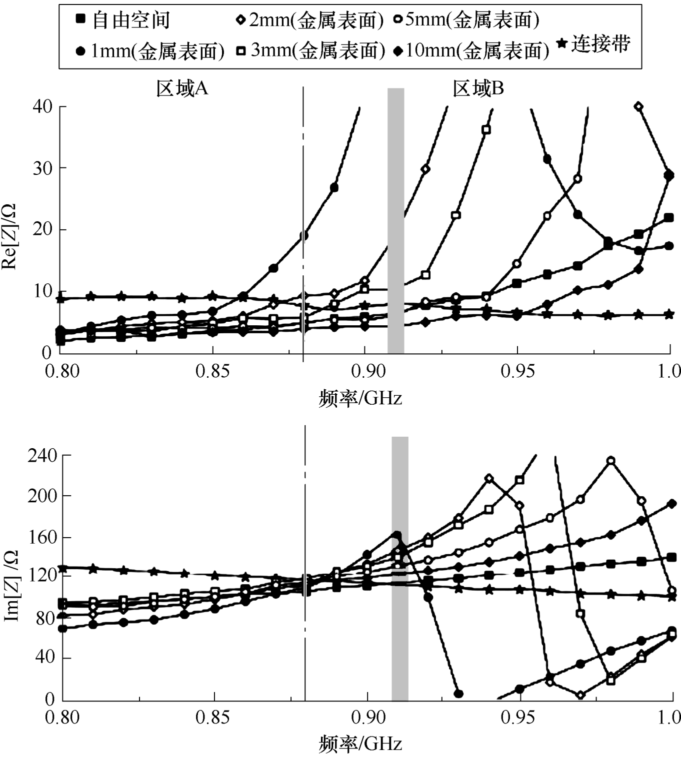


图 2.73　作为和金属表面之间距离的函数的输入阻抗仿真结果

在 910MHz 时，IC 的输入阻抗是（7.4 − j113）Ω。为了提供在 IC 和天线之间的最大功率，在 910MHz 时，天线的输入阻抗为（7.4 + j113）Ω。在自由空间中，在 910MHz 时，2 号天线具有的输入阻抗为（6 + j110）Ω，为 IC 的输入阻抗提供了

良好的匹配阻抗。然而，当 2 号天线被放置于一个金属物体上时，在工作频带 908.5 ~914MHz 内会发生明显的失配现象。从图 2.73 中可以看出，随着频率区域 B 内金属表面和天线之间的距离的改变，输入阻抗会有较大的变化。然而，区域 A 的变化则相对较小。换言之，区域 A 展示了一个金属物体较小阻抗变化。因此，如果在这个区域中进行共轭匹配，匹配的影响可以被最小化。所以，为了 2 号天线能在区域 A 中工作，通过减小整个天线的电长度将 2 号天线的谐振频率移至高频，使得输入阻抗在 910MHz 时是位于区域 A。

通过调节 T-匹配，在自由空间中 IC 和天线之间在 910MHz 时的共轭匹配被优化。天线的尺寸是 81mm ×27mm。实验结果表明，该天线的最大读取范围在自由空间约为 7.5m，在距离金属表面 1mm 的分离层为 3m。值得注意的是，在 10mm 的分离层读取距离为 7.32m，和在自由空间相似。

此外，该天线还和配备了 Alien Higgs 2 芯片和铜制的市面上销售的 RFID 标签的类型化标签（Alien M-标签）进行了比较。而且，市面上销售的标签的总尺寸和该天线相似。图 2.74 比较了市面上销售的 RFID 类型化标签和具有小于 5mm 分离层的该天线。该天线比市面上销售的 RFID 天线具有更大的读取范围。例如，当被放置在离金属表面 1mm 处时，该天线的读取范围是上述 Alien M-标签的三倍。

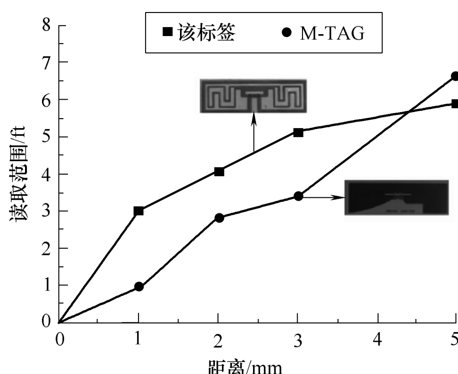


图 2.74　与市面上销售的 RFID 标签的读取范围的对比

参考文献

[BAL 05] BALANIS C.A., *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2005.

[BES 05] BEST R., "Low Q electrically small linear and elliptical polarized spherical dipole antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 3, pp. 1047–1053, March 2005.

[CHO 08] CHO C., CHOO H., PARK I., "Design of planar RFID tag antenna for metallic objects", *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 175–177, 2008.

[CHO 07] CHO C., KIM D., CHOO H., *et al.*, "Effect of the substrate, metal-line and surface material on the performance of RFID tag antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1761–1764, 9–15 June 2007.

[DEA 09] DEAVOURS D.D., "Analysis and design of wideband passive UHF RFID tags using a circuit model", *IEEE RFID Conference*, Orlando, FL, April 2009.

[DEA 10] DEAVOURS D., "UHF RFID Antennas", *RFID Systems: Research Trends and Challenges*, Chapter 3, John Wiley & Sons, 2010.

[DOB 07] DOBKIN D.M., *The RF in RFID: Passive UHF RFID in Practice Burlington*, Newnes, 2007.

[DOB 12] DOBKIN D.M., *The RF in RFID: UHF RFID in Practice*, Newnes, 2012.

[DU 13] DU G.H., TANG T., DENG Y., "Dual-band metal skin UHF RFID tag antenna", *Electronics Letters*, vol. 14, pp. 858–860, 4 July 2013.

[END 00] ENDO T., SUNAHARA Y., SATOH S., *et al.*, "Resonant frequency and radiation efficiency of meander line antennas," *Electronics and Communications in Japan, Part 2 (Electronics)*, vol. 83, pp. 52–58, 2000.

[ERG 07] ERGEN E., AKINCI B., EAST B., *et al.*, "Tracking components and maintenance history within a facility utilizing radio frequency identification technology", *Journal of Computing in Civil Engineering*, vol. 21, no. 1, pp. 11–20, January 2007.

[GRO 04] GROVER F.W., *Inductance Calculations*, Dover Publications, Mineola, 2004.

[HAZ 11] HAZDRA P., CAPEK M., EICHLER J., "Radiation Q-factors of thin-wire dipole arrangements", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 556–560, 2011.

[HU 09] HU Z., COLE P.H., ZHANG L., "A method for calculating the resonant frequency of meander-line dipole antenna", *Industrial Electronics and Applications (ICIEA) Conference*, pp. 1783–1786, Xian, China, May 2009.

[JAC 91] JACKSON D.R., ALEXOPOULOS N.G., "Simple approximate formulas for input resistance, bandwidth, and efficiency of a resonant rectangular patch", *Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 3, pp. 407–410, 1991.

[KIN 69] KING R.W.P., "The loop antenna for transmission and reception", *Antenna Theory*, Chapter 11, McGraw-Hill, NY, p. 478, 1969.

[KOO 11] KOO T., KIM D., RYU J., *et al.*, "Design of a label-typed UHF RFID tag antenna for metallic objects", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 1010–1014, 2011.

[KWO 05] KWON H., LEE B., "Compact slotted planar inverted-F RFID tag mountable on metallic objects", *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 1308–1310, 2005.

[LOP 07] LOPEZ A.R., "Wheeler and Fano impedance matching", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 4, pp. 116–119, 2007.

[MAR 08] MAROCCO G., "The art of UHF RFID antenna design: impedance matching and size-reduction techniques", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 1, pp. 66–79, February 2008.

[MCL 96] MCLEAN J.S., "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 5, pp. 672–676, May 1996.

[MCD 12] MCDONALD K.T., Reactance of small antennas, Joseph Henry Laboratories, Princeton University, Princeton, NJ, 2012.

[MO 08] MO L., ZHANG H., ZHOU H., "Broadband UHF RFID tag antenna with a pair of U slots mountable on metallic objects", *Electronics Letters*, vol. 44, no. 20, pp. 1173–1174, 25 September 2008.

[NIK 05a] NIKITIN P.V., RAO K.V.S., LAM S.F., *et al.*, "Theory power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-53, no. 5, pp. 2721–2724, September 2005.

[NIK 05b] NIKITIN P.V., LAM S., RAO K.V.S., "Low cost silver ink RFID tag antennas", *IEEE Antenna and Propagation Society International Symposium*, vol. 2B, pp. 353–356, July 2005.

[OCO 09] O'CONNOR M.C., "Voyantic helps companies put RFID tags to the test", *RFID Journal*, June 18, 2009. Available at: http://www.rfidjournal.com/article/view/4983.

[POL 07] POLIVKA M., AMBEMOU E., "Electrically shortened wire RFID antennas closely spaced to a PEC," *Proceedings of the 2nd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1–5, November 2007.

[RAO 05] RAO K.V.S., NIKITIN P.V., LAM S., "Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 12, pp. 3870–3876, December 2005.

[RAO 08] RAO K.V.S., LAM S.F., NIKITIN P.V., "Wideband metal mount UHF RFID tag", *Proceedings of Antennas and Propagation Society International Symposium 2008*, San Diego, CA, pp. 1–4, 5–11 July 2008.

[SAB 12] SABA R., DELERUYELLE T., ALARCON J., *et al.*, "A resistant textile tag antenna for RFID UHF frequency band", *IEEE Conference on RFID Technology and Applications*, Nice, France, pp. 203–207, 5–7 November 2012.

[STU 12] STUTZMAN W.L., THIELE G.A., *Antenna Theory and Design*, 3rd ed., Wiley, June 2012.

[SON 05] SON H.-W., PYO C.-S., "Design of RFID tag antennas using an inductively coupled feed", *Electronics Letters*, vol. 41, no. 18, p. 2, September 2005.

[TAI 07] TAI C.-T., LONG S.A., "Dipoles and monopoles", in *Antenna Engineering Handbook,* 4th ed., JOHN L. VOLAKIS, ed., McGraw Hill, 2007.

[UKK 05] UKKONEN L., SYDANHEIMO L., KIVIKOSKI M., "Effects of metallic plate size on the performance of microstrip patch-type tag antennas for passive RFID", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 410–413, 2005.

[VOL 07] VOLAKIS J., *Antenna Engineering Handbook*, 4th ed., McGraw-Hill, 2007.

[XI 11] XI J., YE T., "Wideband and material-insensitive RFID tag antenna design utilizing double-tuning technique", *International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Spokane, Washington, DC, pp. 545—548, 3–8, July 2011.

[XI 13] XI J., YE T.T., "Ultra low-profile metal tag antenna design with an emphasis on radiation efficiency", *2013 IEEE International Conference on RFID (RFID '13)*, Orlando, FL, pp. 42–49, 30 April–02 May 2013.

[YAG 05] YAGHJIAN A.D., BEST S.R., "Impedance, bandwidth and Q of antenna", *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, April 2005.

第 3 章　后向散射技术及其应用

今天，在无线射频识别领域，后向散射和并联稳压器技术并不是全新的，但是它们的共同作用影响却并不为大家所充分了解。所以，关于这个复杂的课题，首先要给读者提供一个良好的、并且完整的概述。

如前面章节所示，功率 P_s 通过标签反射或再辐射，能够被基站的接收天线接收和探测到，功率值取决于功率通量密度 s 的值。因此，P_s 可以作为信号来通知基站物体或标签是否存在于电磁场中。

此外，此标签说明，不管它是远程供电或是本地电池供电，它都被设计成通过特定的模块做出精确应答，该方式被称为后向散射调制，这将在后面详细介绍。

因此，可以用 P_s 来分析雷达散射截面积（RCS）的更改或调制的方式，并定义它的变化程度值 $\Delta\sigma_{es}$ 作为编码和特定的调制方式的函数，这将可以通过基站确定其效能。然后，我们将计算其品质因素。

3.1　通过基站和标签之间通信的后向散射原理

通常，除了一些特殊情况，在 UHF 和 SHF 中使用的标准 RFID 系统的通信模型是基于阅读器主动唤醒（RTF）原则的，并使用半双工模式。图 3.1 所示是传输阶段的概述。

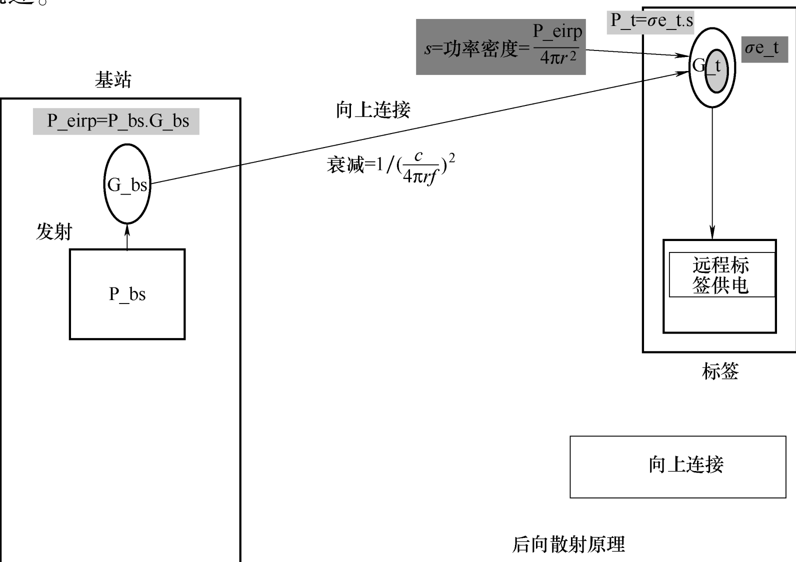


图 3.1　后向散射原理：前向链路

3.1.1　前向链路：从基站到标签的通信

第一阶段，被称为半双工的前向链接，通过基站传输载波频率来远程供电无电源标签。在此阶段，载波频率被调制（可以采用振幅键控（ASK））用于传输标签的命令和询问编码。

注意到，在此阶段，被入射电磁波照射的标签可能会吸收它接收的或再辐射的功率，这取决于其天线/负载阻抗匹配的状态。一般来说，为了提供最佳供电，对于具有远程动力装置的标签，通常要吸收尽可能多的功率（没有驻波），从而实现操作距离的最大化。然而在此阶段，由于它自身结构的原因，功率可能会再次辐射。

总结而言，在前向链路中可以了解到：

1）共轭阻抗匹配（在远程供电标签中）；

2）最大功率传输负载（远程供电）；

3）结构类型的再辐射。

3.1.2　回程链路：从标签到基站的通信

在被称为“回程链路”的半双工的第二阶段，伴随着从标签的传输，基站最初提供或维持未调制的载波频率来为前面的询问编码提供一个物理支撑。在回程链路阶段，根据从标签到基站传输的二进制信息的不同，可以划分为两个子阶段：

（1）既没有有用的信息传输也没有逻辑 1 的传输：注意，这两者其实是类似的，因为它们对应于前面章节中关于前向链路中所描述的同一现象。

（2）第二个子阶段，逻辑 0 的传输：在这种情况下，标签的电子电路通过通断键控调制的速度来调整标签天线逻辑数据传输时负载阻抗 $Z_1 = R_1 + X_1$的值。因此，在此标签上的天线标签和它的负载端将有阻抗失配，从而导致驻波的出现。这样一来，会产生一种新的有效的 RCS 和一种 RCS 区域的变化，它将立刻修改在前面章节中所描述的以不同方式再辐射的功率总量。

注意：

仅在子阶段（1）和（2）中，基站的接收部分会检查回程路径（回程链路）的内容（见图 3.2）。

为了使这部分内容更容易理解，将使用一种简单的回程链路二进制编码（NRZ 码）的例子来进行说明。当然，这类二进制编码还有很多其他的种类，包括曼彻斯特码、BPSK、FM0 等。

总结而言，在回程链路中，可以了解：

1）天线负载阻抗的有意失配；

2）一个负载功率失配因子 q；

3）在标签 RCS 中的改变；

4）通过标签在不同能级的再辐射，意味着相反比特的出现。

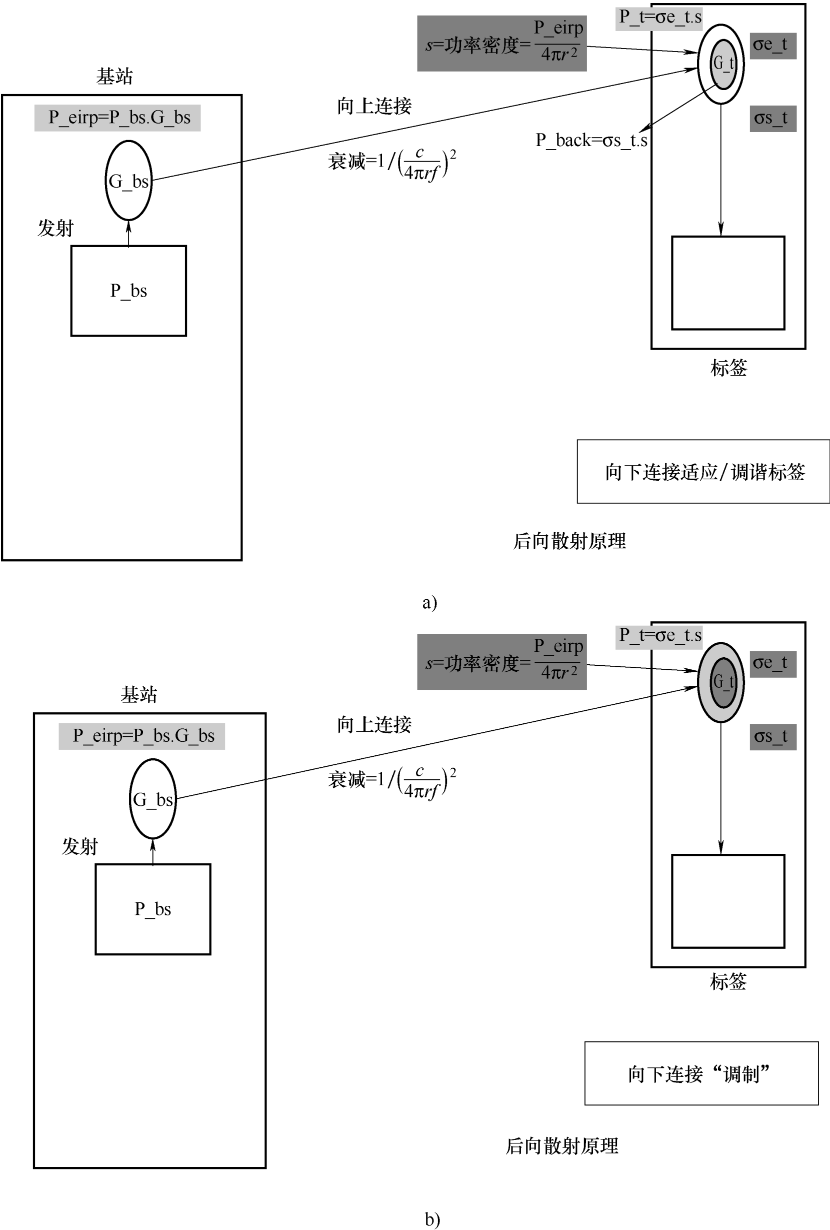


图 3.2 后向散射原理

a）回程链路，标签匹配/调谐 b）“调制” 回程链路

如上所述的回程链路的通信概念是 UHF 和 SHF RFID 系统的重要基础，它通过检测再辐射/分散的返回波的值选择不同的方式来工作，这种工作方式被称为后向散射调制方式。

现在，让我们检查一下在回程链路中由标记产生的这种现象的细节。举例来

说，在回程波的调制阶段，在最优匹配条件下，来自标签的逻辑 0 进行传输。接下来让我们看看当改变负载阻抗的最佳匹配条件时，如改为上文所述之外的其他值时会发生什么变化（见图 3.3 和图 3.4）。

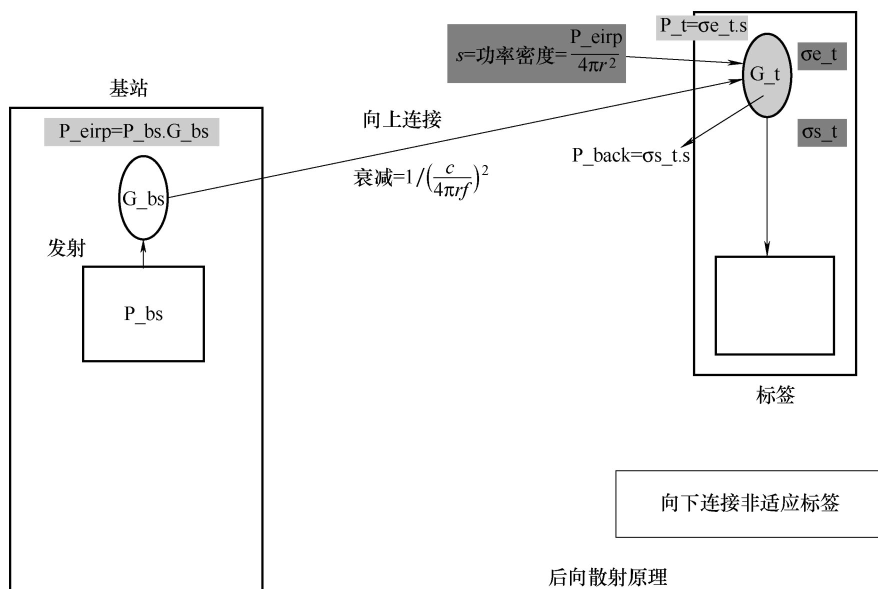


图 3.3　后向散射原理：回程链路，标签失配

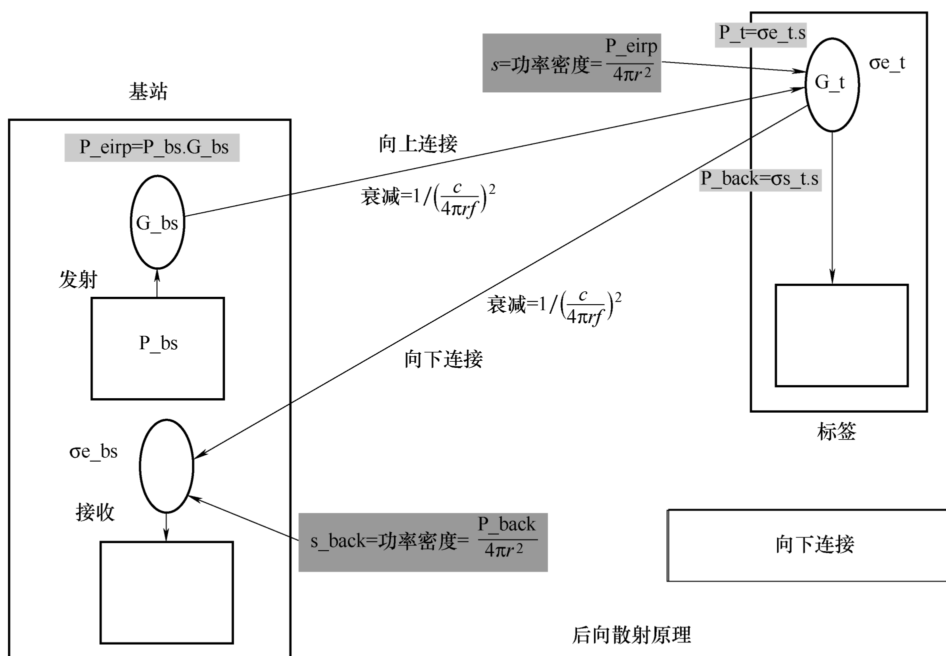


图 3.4　后向散射原理：回程链路

如前所示，负载阻抗 Z_l 的强行调制，一方面会导致源和电荷间的阻抗失配，另一方面又会导致波形再辐射现象的发生。因此，可以根据分布恒定线进行阻抗修正，并通过使用反射因子来计算它，来量化这种不匹配。

3.2 标签的品质因数，$\Delta\sigma_{es}$或 ΔRCS

如上所示，RFID 应用是在后向散射原理上的操作，因此是基于再反射波的调制原理。在 RFID 应用中，当标签天线的阻抗被它的电阻/电容部分的值故意修改时，标签 $\Delta\sigma_{es}$的有效 RCS 会改变。

3.2.1 雷达散射截面变化的定义，σ_{es}或 ΔRCS

σ_{es}或 RCS 的结果变化会导致一种新的参数的出现，被称为 $\Delta\sigma_{es}$或 ΔRCS = 调制的 σ_{es}($\sigma_{es\ modulated}$)—由于天线阻抗的调整未调制的 σ_{es}($\sigma_{es\ unmodulated}$)，这代表对应未调制和调制的 σ_{es}两个值的差值。

$$\Delta\sigma_{es} \text{或 } \Delta RCS = \sigma_{es\ modulated} - \sigma_{es\ unmodulated}$$

注意：

1）在科技文献中，$\Delta\sigma_{es}$和 ΔRCS 也被称为 RFID 中的优质指数或品质因数；

2）理论上，品质因数 $\Delta\sigma_{es}$不应该被定义为标量大小而应该被定义为矢量值，因此它包括振幅和方向，并包含所有复数阻抗。

这是因为，基于不同的调制方式（尤其在二进制相移键控和正交相移键控的情况下），当散射波的相位不同时，再辐射的散射功率值可能是相同的，并且两种调制方法之间的标量差值 $\Delta\sigma_{es}$可能为零。为了避免这种情况，解调器在基站处于接收部分的时候必须允许这种情况发生的可能性，因此也需要解调器很好地解调接收信号的振幅和相位。

3.2.2 函数参数为 ΔΓ 时，$\Delta\sigma_{es}$的估计

在一个无线射频识别应用中，事先并不知道未调制的初始标签位置对应的物理形式（是完全匹配，近似匹配还是完全不匹配），或 $\Gamma_1 = \Gamma_{non\ modulated}$ 中相应的值。为了简化问题，未调制的物理状态应根据不同应用设计而采用不同的原理。例如，如果系统设计师确定标签应该为带电池的类型（有一个内置电池，但是仍然是被动通信类型的回程链路），因为应用需要在很大的范围内进行操作，因此标签天线在未调制位置不必预先匹配以恢复最大能量，因为标签中带有电池。

与现在所能阅读到的有关这个问题的相关资料不同，本节将通过没有任何预先假设的说明来考虑这种应用中所有可能的情形。

$$\Gamma_1 = \Gamma_{non\ modulated} \text{（未调制位置的初值）}$$

$\Gamma_2 = \Gamma_{modulated}$（负载阻抗被转化后的值，也就是在调制之后的位置）

$$\Delta\Gamma=\Gamma_2-\Gamma_1=\Gamma_{\text{modulated}}-\Gamma_{\text{non modulated}}$$

使用通用方程，可以写出：

$-\sigma_{\text{e s}}=\sigma_{\text{e s structural}}+\sigma_{\text{e s antenna mode}}=$固定部分+可变部分（正的或是负的）作为负载 R_1的函数

$$-\sigma_{\text{e s}}=\sigma_{\text{e s structural}}+[\{(1-\Gamma)^2-1\}\sigma_{\text{e s structural}}]$$

$$-\sigma_{\text{e s}}=(1-\Gamma)^2\sigma_{\text{e s structural}}$$

式中，$\sigma_{\text{e s}}=\sigma_{\text{e s structural}}+\sigma_{\text{e s antenna mode}}$有一个固定部分和一个可变部分，已调制状态和未调制状态的差值被简化成两个等式中的可变部分 $\sigma_{\text{e s antenna mode}}$之间代数差，即是 $\sigma_{\text{e s antenna mode}}$和 $\sigma_{\text{e s antenna mode non mod}}$（见图 3.5）。

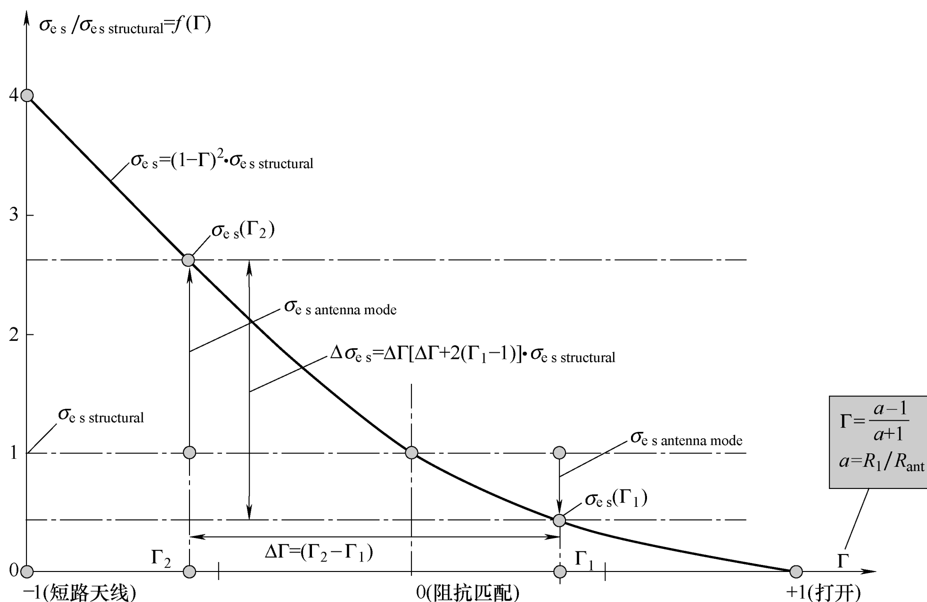


图 3.5　计算和 $\Delta\sigma_{\text{e s}}=\Delta\text{RCS}$ 的变化

$$\Delta\sigma_{\text{e s}}=\text{标签的 }\Delta\text{RCS}=\sigma_{\text{e s antenna mode}}-\sigma_{\text{e s antenna mode non mod}}$$

现在来计算相应的 $\sigma_{\text{e s1}}$和 $\sigma_{\text{e s2}}$的值。得到：

1）在未调制阶段：$\sigma_{\text{e s1}}=\sigma_{\text{e s structural}}+[\{(1-\Gamma)^2-1\}\sigma_{\text{e s structural}}]$。

2）在调制之后的阶段：$\sigma_{\text{e s2}}=\sigma_{\text{e s structural}}+[\{(1-\Gamma)^2-1\}\sigma_{\text{e s structural}}]$。

约简后，影响因素就变成了：

1）$\Delta\sigma_{\text{e s}}=\sigma_{\text{e s1}}-\sigma_{\text{e s2}}$。

2）$\Delta\sigma_{\text{e s}}=\Delta\Gamma[-2+(\Gamma_1+\Gamma_2)]\sigma_{\text{e s structural}}$

最后将 Γ_2替换成（$\Delta\Gamma+\Gamma_1$），得到：

$$\Delta\sigma_{\text{e s}}=\Delta\Gamma[\Delta\Gamma+2(\Gamma_1-1)]\sigma_{\text{e s structural}}$$

$$\Delta\sigma_{\text{e s}}=\Delta\Gamma[\Delta\Gamma+2(\Gamma_1-1)]\frac{\lambda^2G_{\text{ant_t}}^2}{4\pi}=f(\Delta\Gamma,\Gamma_1)\quad(\text{m}^2)$$

值得注意的是函数中的 $\Delta\sigma_{es} = \Delta RCS$ 同时依赖于两个元素：变量 $\Delta\Gamma$ 和代表初始值 Γ_1 的参数。

3.2.3　变量 $\Delta\sigma_{es} = f(\Delta\Gamma, \Gamma_1)$

让回到 $\Delta\sigma_{es}$ 的通用公式，可以有如下发现：

$$\Delta\sigma_{es} = \Delta\Gamma[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)]\sigma_{es\ structural}$$

首先，应该注意 $\Delta\sigma_{es}$ 的值是两个相关联变量的函数，为了简单起见，我们将探索在什么情况下 $\Delta\sigma_{es} = f(\Delta\Gamma)$ 中 Γ_1 是个常量。

先观察一下。理论上，$\Delta\Gamma$ 的最大值有限定范围，即（0，2]，因为变量 Γ 可以从 −1 变化到 +1。实际上，因为有许多的无线射频识别应用是远程供电的，需要恢复一些入射能量去供给远程供电类型的标签，变量的变化范围就会减小（0 ~ −1），见表 3.1。

表 3.1　变量变化

Γ_1	Γ_2	$\Delta\Gamma = \Gamma_2 - \Gamma_1$	$\Delta\sigma_{es} = \Delta\Gamma[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)]\sigma_{es\ structural}$
+1	0	−1	$= -1[-1 + 2\times(1-1)] = -1\times\sigma_{es\ structural}$
+1	−1	−2	$= -2[-2 + 2\times(1-1)] = +4\times\sigma_{es\ structural}$
0	−1	−1	$= -1[-1 + 2\times(0-1)] = +3\times\sigma_{es\ structural}$
0	−1	+1	$= +1[1 + 2\times(0-1)] = -1\times\sigma_{es\ structural}$（如预期）
−1	0	+1	$= +1[+1 + 2\times(-1-1)] = -3\times\sigma_{es\ structural}$
−1	+1	+2	$= 2[2 + 2\times(-1-1)] = -4\times\sigma_{es\ structural}$

现在仔细看看在表 3.1 中前两列展示的两个常见的情况，这两种情况代表了大多数常见的无线射频识别应用。

（1）常见的远程供电应用，$\Gamma_1 = 0$ 且 $\Gamma_2 = x$。

大量的 RFID 应用是在远程供电的模式下运行的，因而从初始的未调制位置的共轭匹配开始，即是 $R_1 = R_{annt_t}$ 且 $a = 1$，也就是，$\Gamma_1 = 0$，然后转化为不同于在 R_{annt_t} 里的 R_1，得到一个新值 Γ_2。并且仅在这个情况下，$\Delta\Gamma = \Gamma_2$，下面的等式可以化简为

$$\Delta\sigma_{es} = \Gamma_2[-2 + \Gamma_2]\sigma_{es\ structural}$$

$$\Delta\sigma_{es} = \Gamma_2[\Gamma_2 + 2]\sigma_{es\ structural}$$

$$\Delta\sigma_{es} = [\Gamma_{mod}^2 - 2\Gamma_{mod}]\sigma_{es\ structural}$$

表 3.2 列出了 $\Delta\sigma_{es}$ 值的例子

表 3.2　$\Delta\sigma_{es}$值的例子

R_l	a	Γ_2	$\Gamma_2(\Gamma_2-2)$	$\Delta\sigma_{es}$
0	0	−1	−3	$3\times\sigma_{e\,s\,structural}$
R_{ant}	1	−0	−0	0
∞	∞	+1	−1	$-1\times\sigma_{e\,s\,structural}$

让我们看看当 $\Gamma_1=0$ 时常出现的两种子情况。

1）子情况 1：在 UHF RFID 中，为了最大化变量 $\Delta\sigma_{es}$的变化范围，R_l常在共轭匹配的情况下从 $R_l=R_{ant_t}$，$a=1$ 转化为 $R_l=0$（负载短回路）。这样同时会出现两种情况，即 $a=0$ 和 $\Gamma=-1$，因此：

$$\Delta\sigma_{es}=\sigma_{es}-\sigma_{e\,s\,structural}=(4-1)\sigma_{e\,s\,structural}=3\sigma_{e\,s\,structural}$$

2）子情况 2：在 RFID 中，有的时候会在 RCS 中的变量和标签功耗之间取折中值用以最大化系统的工作范围，因而 R_l被设置为与匹配值 R_{ant_t}之间存在小误差的值。仅仅在这个情况下，$a=R_l/R_{ant_t}$，即 a 的值接近或者等于 1，并且 Γ_2接近于 0。此时，Γ_2^2会小于 $-2\Gamma_2$。所以，只在这个特别的情况下，$\Delta\sigma_{es}=\sigma_{e\,s\,antenna\,mode}\cong-2\Gamma_2\sigma_{e\,s\,structural}$。此时曲线达到完美匹配（在 $a=1$ 也就是 $\Gamma=0$ 的点处曲线的斜率）。

（2）自主供电的常见情况，$\Gamma_1=+1$，$\Gamma_2=-1$。

因为该应用中使用的是带电池的标签，所以不需要为标签远程供电。这样我们的目标就是通过将开路改为短程回路来调整负载情况以便扩大 $\Delta\sigma_{es}$范围。如果未调制时的 Γ 的初始值 Γ_1等于 1（也就是开路负荷），那么上述等式变为

$$\Delta RCS=\frac{\lambda^2}{4\pi}G_{tag}^2\Delta\Gamma^2$$

上式可以化简为

$$\Delta RCS=\frac{\lambda^2}{4\pi}G_{tag}^2(\Gamma_2-\Gamma_1)^2$$

这个等式常出现在这个领域的许多图书和文档中，但是这些资料没有指出限制条件（只对于带电池的标签）。表 3.3 展示了 $\Gamma_{1=}1$ 时的各值的情况。

表 3.3　$\Gamma_1=1$ 时的各值

Γ_1	Γ_2	$\Delta\Gamma$	$\Delta\sigma_{e\,sx}=\Delta\Gamma[\Delta\Gamma+2(\Gamma_1-)]\sigma_{e\,s\,structural}$
+1	−0	−1	$=-1[-1+2\times(1-1)]=+1\times\sigma_{e\,s\,structural}$
+1	−1	−2	$=-2[-2+2\times(1-1)]=+4\times\sigma_{e\,s\,structural}$

1. 无线射频识别的一个例子（远程供电标签）

在一般或特定的条件中，为了调制标签中 σ_{es}的范围，R_l的值被适当减小，或者用可变电容二极管来增大或减小调谐电容的值；但是通常情况下，不能同时改变

这两个值，因为负载 $R_1=R_{\mathrm{ant\,t}}$的电阻部分用到了（$R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R$）中的一个值并且它们中的电抗部分 $X_1=-X_{\mathrm{ant\,t}}$用到了（$-X_{\mathrm{ant\,t}}+\mathrm{d}X$）中的一个值。让我们返回到最原始的流过等效电路的电流 I 的等式为

$$I=\frac{1}{(R_{\mathrm{ant\,t}}+R_1)^2+\mathrm{j}(X_{\mathrm{ant\,t}}+X_1)}V_{\mathrm{equi}}$$

在分子和分母上乘上分母的共轭量为

$$I=\frac{(R_{\mathrm{ant\,t}}+R_1)-\mathrm{j}(X_{\mathrm{ant\,t}}+X_1)}{(R_{\mathrm{ant\,t}}+R_1)^2+(X_{\mathrm{ant\,t}}+X_1)^2}V_{\mathrm{equi}}$$

上式转化为

$$I''=\frac{[R_{\mathrm{ant\,t}}+(R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R)]-\mathrm{j}[X_{\mathrm{ant\,t}}+(-X_{\mathrm{ant\,t}}+\mathrm{d}X)]}{[R_{\mathrm{ant\,t}}+(R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R)]^2+[X_{\mathrm{ant\,t}}+(-X_{\mathrm{ant\,t}}+\mathrm{d}X)]^2}V_{\mathrm{equi}}$$

$$I''=\frac{(2R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R)-\mathrm{j}\mathrm{d}X}{[4R_{\mathrm{ant\,t}}^2+(\mathrm{d}R)^2-(4R_{\mathrm{ant\,t}}\mathrm{d}R)]+(\mathrm{d}X)^2}V_{\mathrm{equi}}$$

2. 标签操作的假设情况

假定全部的负载电阻与匹配时存在微小误差，换句话说，dR 比 $R_{\mathrm{ant\,t}}$小一些，或者 dX 比 $X_{\mathrm{ant\,t}}$小一些，那么式中（dR）^{2}、（dX）^{2}和（$4R_{\mathrm{ant\,t}}\mathrm{d}R$）项相对其他项来说是可以忽略的。

这样，就得到：

$$I''=\frac{(2R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R)-\mathrm{j}\mathrm{d}X}{4R_{\mathrm{ant\,t}}^2}V_{\mathrm{equi}}$$

上式最终可以化简为

$$I''=\frac{V_{\mathrm{equi}}}{4R_{\mathrm{ant\,t}}}\left[\left(2-\frac{\mathrm{d}R}{R_{\mathrm{ant\,t}}}\right)-\mathrm{j}\,\frac{\mathrm{d}X}{R_{\mathrm{ant\,t}}}\right]$$

现在通过和前面相同的计算方法得到在阻抗调制阶段新的有效的 RCS $\sigma''_{\mathrm{e\,s}}$。

通过定义可知，标签 P''_{s}的转发功率为

$$P''_{\mathrm{s}}=(R_{\mathrm{ant\,t}}I''^2)G_{\mathrm{ant\,t}}$$

因而得到了一个新的复数值 I''为

$$I''=\frac{(2R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R)-\mathrm{j}\mathrm{d}X}{4R_{\mathrm{ant\,t}}^2}V_{\mathrm{equi}}$$

能计算出它的有效值（也就是说它的系数的值）为

$$|I''|=\frac{\sqrt{(2R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R)^2+(\mathrm{d}X)^2}}{4R_{\mathrm{ant\,t}}^2}V_{\mathrm{equi\,eff}}$$

然后平方可得

$$|I''|^2=\frac{(2R_{\mathrm{ant\,t}}-\mathrm{d}R)^2+(\mathrm{d}X)^2}{16R_{\mathrm{ant\,t}}^4}V_{\mathrm{equi\,eff}}^2$$

在本例中，再辐射功率 P''_{s} 为

$$P''^2_{s} = R_{ant\ t}\frac{(2R_{ant\ t} - dR)^2 + (dX)^2}{16R^4_{ant\ t}}V^2_{equi\ eff}G_{ant\ t}$$

来自基站的标签所接收的总结构功率 P_t 为

$$P_t = \frac{\lambda^2}{4\pi}G_{ant\ t}s \quad (W)$$

因此，

$$s = \frac{P_t \times 4\pi}{\lambda^2 G_{ant\ t}} \quad (W/m^2)$$

再辐射功率 P''_{s} 转化为

$$P''_{s} = \sigma''_{e\ s}s$$

然后有，

$$\sigma''_{e\ s} = \frac{P''_{s}}{s}$$

现在将 s 的值转化为 $\sigma_{e\ s}$ 等式，即

$$\sigma''_{e\ s} = \lambda^2 G^2_{ant\ t}\frac{(2R_{ant\ t} - dR)^2 + (dX)^2}{4\pi \times 16R^3_{ant\ t}}\frac{V^2_{equi\ eff}}{P_t}$$

可以看出当天线的阻抗和负载相符时，功率 P_t 等于负载时消耗的功率，例如，

$$P_t = \frac{V^2_{equi\ eff}}{4R_{ant\ t}}$$

将这个值代入前面的等式中可以得到，

$$\sigma''_{e\ s} = \lambda^2 G^2_{ant\ t}\frac{(2R_{ant\ t} - dR)^2 + (dX)^2}{4\pi \times 4R^2_{ant\ t}}$$

如果扩大分子，并设想 dR 很小，也就是说 dR^2 和 dX^2 可以忽略不计，这是因为相对这个等式它们是二阶无穷小，可得

$$\sigma''_{e\ s} = \lambda^2 G^2_{ant\ t}\frac{R^2_{ant\ t} - R_{ant\ t}dR}{4\pi \times 4R^2_{ant\ t}}$$

$$\sigma_{e\ s} = \frac{\lambda^2 G^2_{ant\ t}}{4\pi}\left(1 - \frac{dR}{R_{ant\ t}}\right) \quad \text{（单位为 m}^2\text{，标签不匹配）}$$

$$\sigma_{e\ s} = \sigma_{e\ s\ structural}\left(1 - \frac{dR}{R_{ant\ t}}\right) \quad \text{（单位为 m}^2\text{，标签阻抗不匹配、不调谐）}$$

总结来说，通过给出的等式结果，可以认为（$1 - dR/R_{ant\ t}$）与（$1 - \Gamma)^2 = (1 - 2\Gamma + \Gamma^2) \sim (1 - 2\Gamma$）是一致的，因为此时 $dR \ll R_{ant\ t}$，则 Γ^2 远小于 Γ。因此，

$$\Gamma = \frac{dR}{2R_{ant\ t}}$$

能得到这样的结果这是因为

$$\Gamma = \frac{a-1}{a+1}$$

式中，$a = \frac{R_1}{R_{\mathrm{ant\,t}}}$。如果 R_1近似于 $R_{\mathrm{ant\,t}}$（也就是 dR 很小），a 近似于 1：

1）若 a 近似于 1，则分子（$R_{\mathrm{ant\,t}} + \mathrm{d}R$）$- R_{\mathrm{ant\,t}} = \mathrm{d}R$；

2）若 a 近似于 1，则分母（$R_{\mathrm{ant\,t}} + \mathrm{d}R$）$+ R_{\mathrm{ant\,t}} = 2R_{\mathrm{ant\,t}}$，这是因为 d$R$ 很小，于是，

$$\Gamma = \frac{\mathrm{d}R}{2R_{\mathrm{ant\,t}}}$$

注意：

我可能花了很长时间推导了上述的方程式，在一系列严格的证明后仅得到了有用的近似结果，但这并没有结束。只用了这种方法，这是因为我们想提供给读者一个简单的方法以便他们在特殊的 RFID 应用环境下的计算。

还应当指出这些等式并不依赖于 dX，因此，在这种情况下，RCS 的变化根本上是由于 dR 的变化，并且这个值在很大范围是不会变化的。

注意：

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_{\mathrm{ant\,t}}}{Z_1 + Z_{\mathrm{ant}}}$$

$$\Gamma = \frac{(R_1 + \mathrm{j}X_1) - (R_{\mathrm{ant\,t}} - \mathrm{j}X_{\mathrm{ant\,t}})}{(R_1 + \mathrm{j}X_1) + (R_{\mathrm{ant\,t}} + \mathrm{j}X_{\mathrm{ant\,t}})}$$

$$\Gamma = \frac{(R_1 - R_{\mathrm{ant\,t}}) + \mathrm{j}(X_1 + X_{\mathrm{ant\,t}})}{(R_1 + R_{\mathrm{ant\,t}}) + \mathrm{j}(X_1 + X_{\mathrm{ant\,t}})}$$

如果将这个表达式的分子和分母乘以分母的共轭，可以得到

$$\Gamma = \frac{[(R_1 - R_{\mathrm{ant\,t}}) + \mathrm{j}(X_1 + X_{\mathrm{ant\,t}})] \cdot [(R_1 + R_{\mathrm{ant\,t}}) + \mathrm{j}(X_1 + X_{\mathrm{ant\,t}})]}{(R_1 + R_{\mathrm{ant\,t}})^2 + \mathrm{j}\,(X_1 + X_{\mathrm{ant\,t}})^2}$$

如果是最佳匹配（天线的输出阻抗和集成电路的输入阻抗是共轭的，例如：$R_1 = R_{\mathrm{ant\,t}}$并且 $X_1 = -X_{\mathrm{ant\,t}}$），那么 $\Gamma = 0$，最大的可用功率将转移给负载。在进行更深入的研究之前，让我们首先回顾 UHF 和 SHF RFID 的指定的应用。标签阻抗首先是匹配的，然后逐步失配；也就是说，负载 $R_1 = R_{\mathrm{ant\,t}}$的阻抗部分的取值为（$R_{\mathrm{ant\,t}} - \mathrm{d}R$），电抗部分 $X_1 = -X_{\mathrm{ant\,t}}$将会取值（$-X_{\mathrm{ant\,t}} + \mathrm{d}X$）。

在等式 Γ 中用新的值替换 R_1和 X_1，可得

$$\Gamma = \frac{(-2R_{\mathrm{ant\,t}}\mathrm{d}R + \mathrm{d}R^2 + \mathrm{d}X^2) + \mathrm{j}(2R_{\mathrm{ant\,t}}\mathrm{d}R)}{4R_{\mathrm{ant\,t}}^2 - 4R_{\mathrm{ant\,t}}\mathrm{d}R + \mathrm{d}R^2 + \mathrm{d}X^2}$$

假设电阻 $\mathrm{d}R$ 和电抗 $\mathrm{d}X$ 的变化都很小（一个很小的解谐标签），在第一步的近似中，可以忽略 $\mathrm{d}R^2$、$\mathrm{d}X^2$ 和 $\mathrm{d}R\mathrm{d}X$，这些都是二阶无穷小。这样简化之后，可得

$$\Gamma = \frac{-\mathrm{d}R + \mathrm{j}\mathrm{d}X}{2(R_{\mathrm{ant\ t}} - \mathrm{d}R)}$$

由于 $\mathrm{d}R \ll R_{\mathrm{ant\ t}}$，

$$\Gamma = \frac{-\mathrm{d}R + \mathrm{j}\mathrm{d}X}{2R_{\mathrm{ant\ t}}}$$

当其失配时，可得

$$\Delta\sigma_{\mathrm{e\ s}} \approx (-2\Gamma)\sigma_{\mathrm{e\ s\ structural}}$$

$$\Delta\sigma_{\mathrm{e\ s}} = \sigma_{\mathrm{e\ s\ structural}} \frac{\mathrm{d}R - \mathrm{j}\mathrm{d}X}{R_{\mathrm{ant\ t}}}$$

括号中的值是标签调制的品质因数，说明了包含在 $\Delta\sigma_{\mathrm{e\ s}}$ 的值中的实部和虚部。

3. 关于 UHF RFID 系统中使用后向散射相位调制的重要说明

值得注意的是，得出这样的结果是基于开始时所假设的前提条件，如果 $\mathrm{d}R$ 很小甚至为零，只要 $\mathrm{d}X$ 的值被明显调整（例如改动或者调整网络中集成电路的电容，或者保证从基站到标签的前向链路中 Z_{ant} 等于 Z_1），那么 $\Delta\sigma_{\mathrm{e\ s}}$ 的值就是纯虚数。实质上，这就意味着在转发和返回连接通信阶段中的再辐射的功率值没有变化，仅仅通过内部阻抗调制改变了标签再辐射产生的信号相位。在本例中，基站接收器必通过相位调制解调后向散射信号，而不是用之前用于接收功率的幅度变化调制（ASK）。一般而言，在 99% 的具有 I、Q 解调器的商用基站中，总是同时进行振幅和相位的调制。

4. 匹配因子

为了总结这个例子，现在计算标签匹配因子的值，即

$$\theta_{\mathrm{matching}} = 1 - |\Gamma|^2 = q$$

先计算这个表达式的模，即

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{(\mathrm{d}R)^2 + (\mathrm{d}X)^2}}{2(R_{\mathrm{ant\ t}} - \mathrm{d}R)}$$

平方后得

$$|\Gamma|^2 = \frac{(\mathrm{d}R)^2 + (\mathrm{d}X)^2}{4(R_{\mathrm{ant\ t}} - \mathrm{d}R)^2}$$

$$1 - |\Gamma|^2 = 1 - \frac{(\mathrm{d}R)^2 + (\mathrm{d}X)^2}{4(R_{\mathrm{ant\ t}} - \mathrm{d}R)^2} = q$$

理论上，集成电路的输入阻抗 R_l 不等于 73Ω。所以，通常通过一个阻抗匹配电路（变压器或者 LC 电路）来调整集成电路使其阻抗始终保持为 73Ω（在 2V 时，35μW，$P = U^2/R_l \rightarrow R_{lic} = 80\text{k}\Omega$）。

3.3　$\Delta\sigma_{es} = f(a)$ 的变化

为了简便起见，我们更喜欢把变化量 $\Delta\sigma_{es}$ 看作是 $a = R_l/R_{ant}$ 的函数，而不是 Γ 的函数。这样可以通过返回先前的方程式 $\Delta\sigma_{es} = f(\Gamma)$ 中，用 a 的值替换 Γ 得到新的函数表达式如下，

$$\sigma_{es} = \frac{4}{(a+1)^2}\sigma_{es\ structural}$$

现在，可以计算 $\Delta\sigma_{es} = (\sigma_{es} - \Delta\sigma_{es\ structural})$，这样可以完美的匹配，即

$$\Delta\sigma_{es} = \sigma_{es} - \sigma_{es\ structural} = \left(\frac{4}{(a+1)^2} - 1\right)\sigma_{es\ structural}$$

3.4　理论分析后，讨论 RFID 在 UHF 和 SHF 上的实际运用

现在，已经总结了 σ_{es}/RCS 和其他形式的 σ_{es} 和 RCS 的研究。我们所说的关于 σ_{es}/RCS 的变化是针对最有可能的情况，但是其中的标签有可能发生在 E 和 H 很小的范围（当标签离基站距离很远），也有可能发生在 E 和 H 很大的范围（当标签离基站距离很近）。

事实上，如果要使其在很短和很长的范围内都可以正确应用的话，必须要在集成电路中引入一种名为“并联调节器”的新元素，以确保其在强磁场时节点端不会出现过高电压（见图 3.6）。

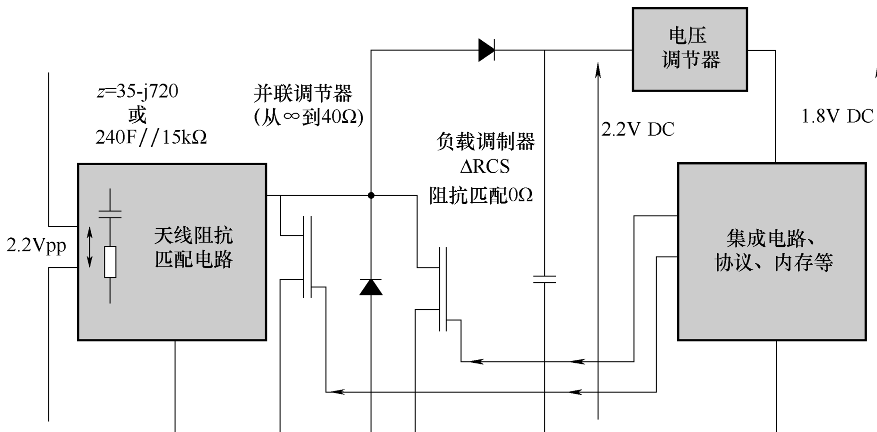


图 3.6　UHF 标签：框图（电路）

迄今为止所讨论的一切都与调节器处于非工作状态时的操作阶段有关，这很重要，因为它决定了系统的最大工作范围。当标签接近基站时，并联调节器迅速地进行集成电路并行输入的工作，从而当 R_{ant}失配时就会引起参考点（设有调制处）的变化。因此，接近曲线的垂直轴，会使得 ΔRCS 的值比之前的小。这使得它更难保证在接近时操作 ΔRCS 的变化。

远程供电的标签问题是值得详细研究的（适用于大多数应用，因此主要以 $\Gamma_1 = 0$），这将有助于我们了解 RFID 在 UHF 和 SHF 发生的现象。为了做到这一点，需要检查标签的真正的等效电路，同时也考虑其与基站之间距离所带来的影响。

1. 标签离基站很远时

在这种情况下，标签没有接收到（捕获到）足够的能量以实现远程供电，所以未出现任何状况。

2. 标签恰好在其运行的阈值（最大距离）

标签开始接收恰好是功率的最低数额（即阈值）。并联调节器没有进入工作状态（R_{shunt}无限大），也就意味着标签可以从所有来自基站的无线电波所供给的入射能量中获得能量（见图 3.7）。

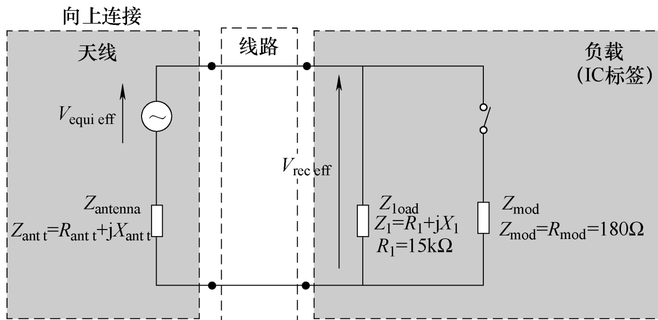


图 3.7　阈值场中的标签

在远程供电标签的例子中，从“匹配”值（$a_{non\ mod} = R_1/R_{ant\ t} = 1$）（以获得最大功率），到 $a_{mod} = (R_{match} \parallel R_{mod}/R_{ant\ t})$ 的值，当数据需要从标签传送到基站时，“负载调制晶体管”会根据需要进入工作状态，同时调整负载阻抗，并移动标签天线，使初始的后向散射区域面积 $\sigma_{structural}$增大到（$\sigma_{e\ s}$/RCS），从而增强再辐射的入射波。图 3.8 总结了在弱磁场时 ΔRCS 的变化情况。

必须通过这种方法选择电阻 R_{mod}，从而使基站能够解析通过标签发送的数据（以功率变化的形式），因此图中显示的 ΔRCS 的值一定高于最低水平。所以，$R_{mod\ max}$存在一个最大的欧姆值，α_{mod}和 Γ_{mod}也是一样。下面给出了一种 ISO 1800-6（UHF）和 1800-4（2.5GHz）标准下 UHF 的计算应用范例。换句话说，此时 $\Delta RCS = 50cm^2$（见下面案例）。

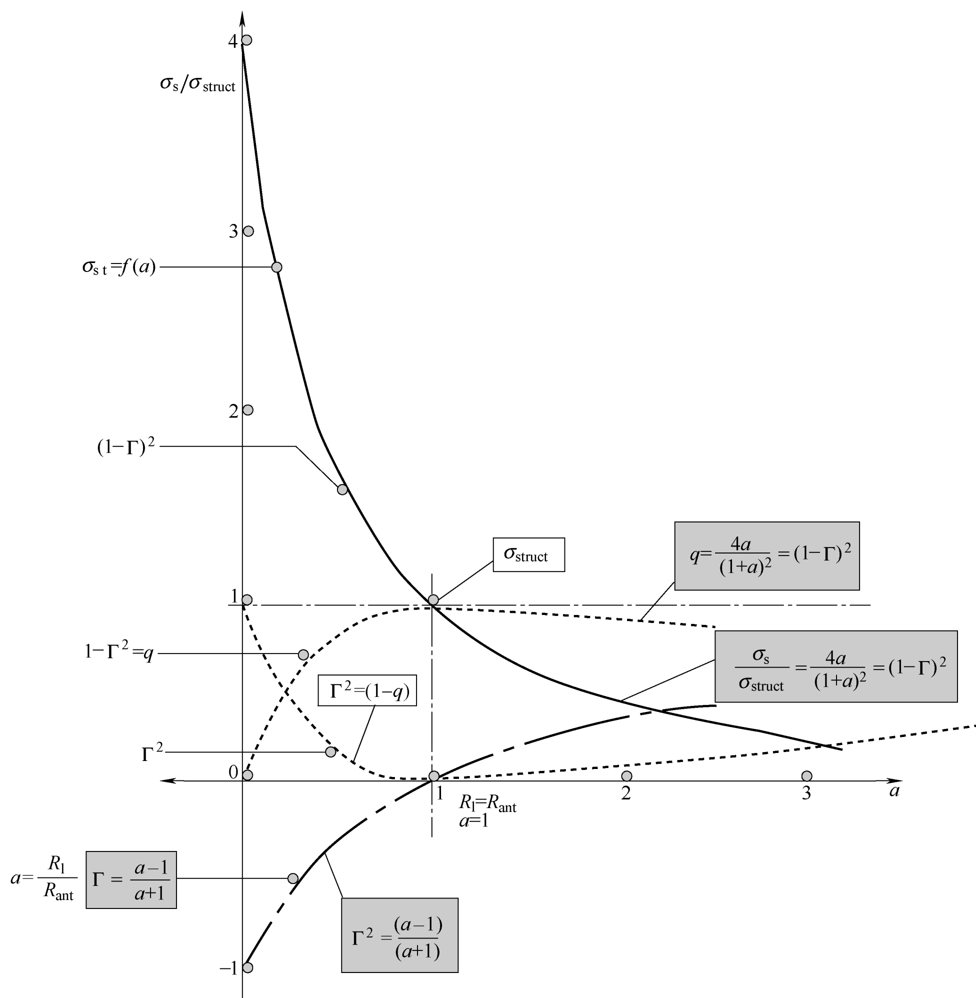


图 3.8　ΔRCS 在弱磁场下的变化情况

当然，可以考虑一种更简单的情况，就是当 $R_{mod}=0\Omega$ 时，立即提供区域 ΔRCS 最大可能的变化（见图 3.9），假如这对于标签所消耗的能量没有影响，但是这是后话了，这里先不讨论。

3. 范例：$\boldsymbol{\sigma_{e\ s}}$和在阈值范围内符合 ISO 18000-6

为了确保标签和基站的高度兼容性，ISO 18000-6 中“标签参数：7d”规定：“ΔRCS（不同的雷达散射的截面积）会影响系统的性能。典型数值大于 $0.005\text{m}^2=50\text{cm}^2$”。也就是说，只要频率是在 860～960MHz 的频段范围（符合 ISO 18000-6 的强制要求范围）内，这个典型的最小值就是 $\sigma_{e\ s}=50\text{cm}^2$。此外，考虑到 $\sigma_{e\ s\ structural}=0.214\lambda^2$，对于具有 1.64 增益的 $\lambda/2$ 偶极子标签天线，此时可以计算出 α 的最小值 $\alpha=R_l/R_{ant\ t}$。满足 $\sigma_{e\ s}=50\text{cm}^2$。

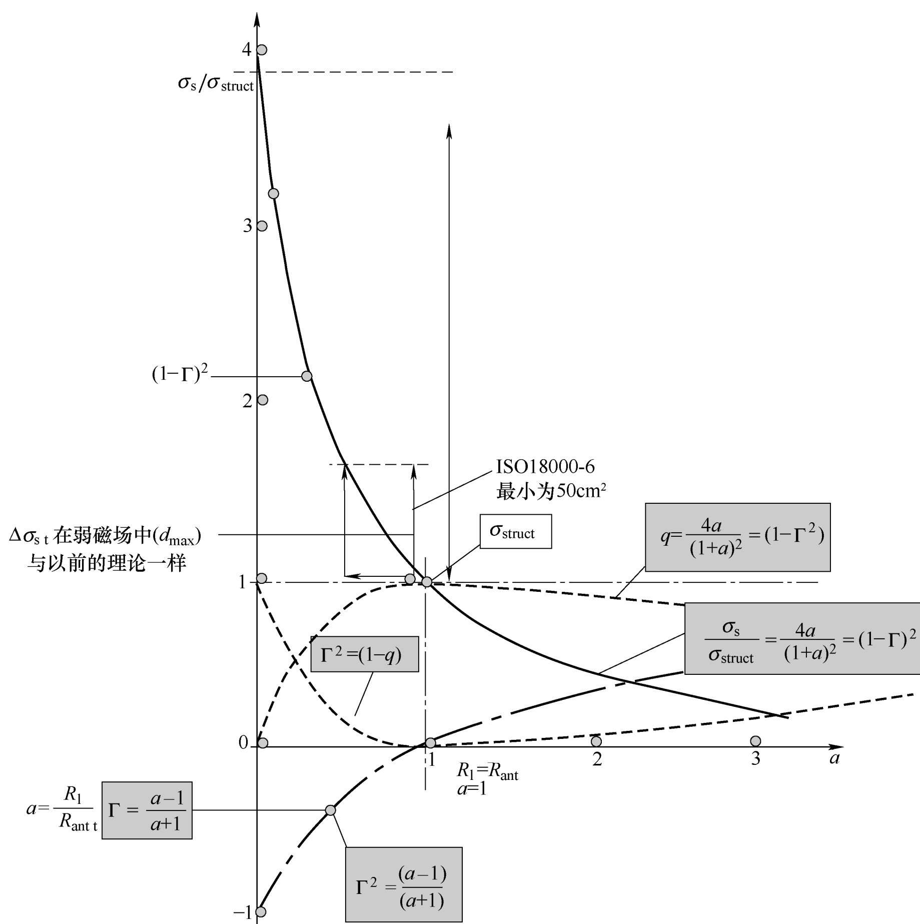


图 3.9　优化变动的负载电阻使 ΔRCS 达到最高值

$$\sigma_{e\,s}=\left\{\frac{4}{(a+1)^2}-1\right\}\sigma_{e\,s\,structural}$$

1）如果频率为 960MHz，$\lambda=0.3125\text{m}$，$\sigma_{e\,s\,structual}=209\text{cm}^2$，

$$50=\left\{\frac{4}{(a+1)^2}-1\right\}\times 209$$

这种情况下：$\alpha=0.797$。

2）如果频率为 860MHz，$\lambda=349\text{m}$，$\sigma_{e\,s\,structual}=260\text{cm}^2$，

$$50=\left\{\frac{4}{(a+1)^2}-1\right\}\times 260$$

这种情况下：$\alpha=0.83$。

这里 $R_{ant\,t}=73.128\Omega$，$R_1=\alpha R_{ant\,t}$，在这种条件下，可以找到 R_1 的最小值的最大值。

情况 1）下：$R_{lmin} = 58.28\Omega$，从而有 $\Gamma_{min} = -0.113$；

情况 2）下：$R_{lmin} = 60.7\Omega$，从而有 $\Gamma_{min} = -0.093$。

注意：

当 Γ_{min} 非常低（大约 −0.1 时）的情况下，Γ 有可能会达到 0，因此

$$\sigma_{es} = -2\Gamma\sigma_{es\ structural}$$

代入得

$$\sigma_{es} = (-2)\times(-0.1)\times 250 = 50\text{cm}^2$$

4. 标签进入正常作业范围

现在标签被正常供电，甚至高于其严格要求的最低水平。并联调节器开始起作用，以限制集成电路的输入电压（见图 3.10）。

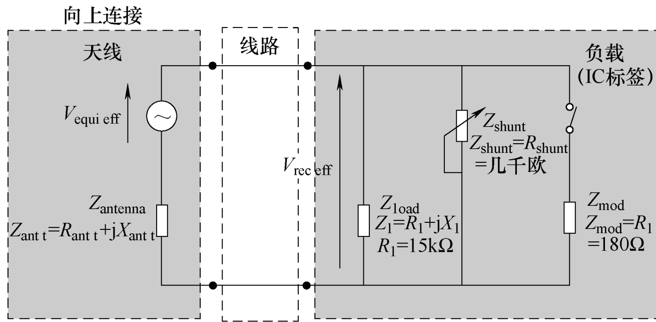


图 3.10　标签在媒介区域——并联调节器开始正常进行

为此，将 R_{shunt} 的数值降低并且直接和天线的负载电阻并联，从而导致天线的结构不匹配，即使没有通过调制晶体管调制，α 的标称值（未调制）也会减小为 $\alpha' = \frac{R_1 \parallel R_{shunt}}{R_{ant\ t}}$。这是 $\alpha = 1$，$\Gamma_1 = 0$ 的初始操作点（对应于操作阈值的点）的等效位移，转变为 $\alpha' < 1$，且 Γ_1 不为 0，为一个较小的负值（见图 3.11）。

数据根据需要被传输到基站，标签的调制晶体管开始运转，使上面的值 α′（此时它不再是合适的数值，所以不再会接收到最大功率，但是这不会影响标签，因为它更接近基站）转变为 R_{mod}。因此，为了再辐射更多的入射波，可以调整后向散射面积（RCS）。

如图 3.11 所示，这种调整改变了 α 的值，也导致了 ΔRCS 更进一步的变化，使其比先前的变化值小。进一步而言，也就是当标签靠近基站的时候，ΔRCS 的数值会减小。那么接着的问题就是：会产生低于标准所要求的最小 ΔRCS 吗？为了回答这个问题，必须考虑最坏情况。

5. 标签位于非常靠近基站的位置

该标签被正确充能，甚至远高于其绝对的最低水平（见图 3.12）。

图 3. 11　以 Γ_1 的位置的变化作为磁场强度的函数

图 3. 12　标签在强场中-并联调节器是完全导通的

并联调节器是满负荷运转的，因此限制了集成电路输入端的电压。为此，R_{shunt} 的值会变得很低（在几欧姆到几十欧姆），并且与天线的负载电阻直接并联，这样即使信号没有被解调器解调，也很容易导致天线结构失配。因此 α 的标称值（未调制）会很大程度的减小，变为 $\alpha'' = (R_1 \parallel R_{shunt})/R_{ant\ t}$。这等于将 $\alpha = 1$ 的初始操作点（在操作阈内）转变成为 α''，其中 α''位于图 3.13 中非常接近垂直轴的位置，并且 Γ_1 的值接近 -1。

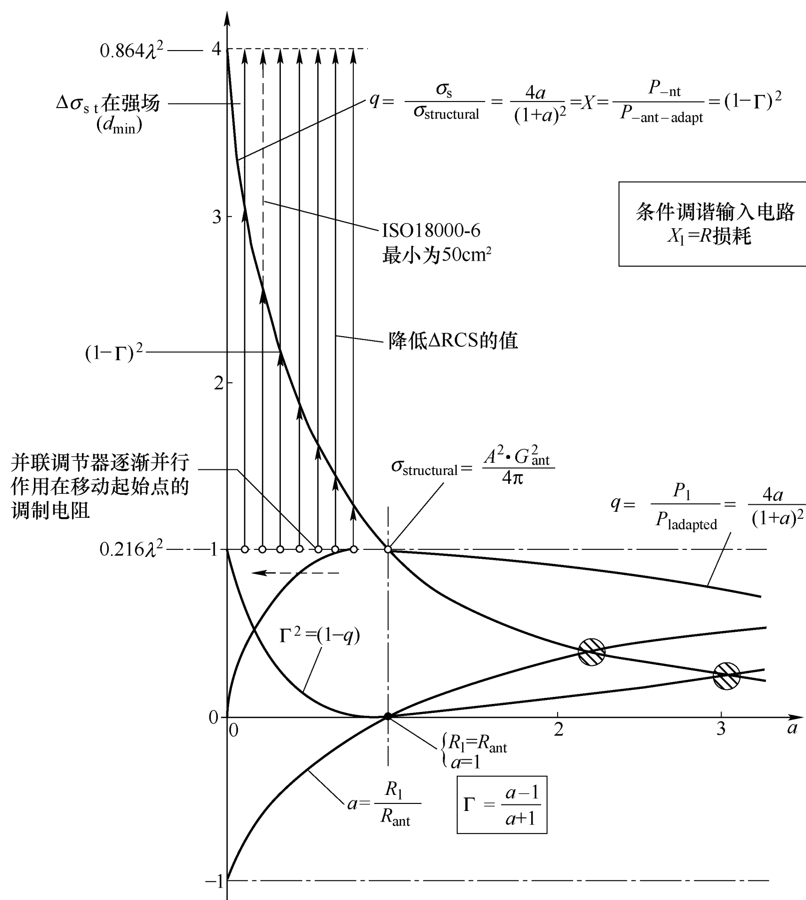


图 3.13　在强场中 Γ_1 位置的限制情况

根据被传输到基站的数据，为了再辐射一些入射波，调制晶体管继续尝试操作，它通过切换 α''的值（$R_{adapt} /\!/ R_{shunt} /\!/ R_{mod} \approx R_{shunt} /\!/ R_{mod}$）来尽可能地调整后向散射面积（RCS）。

如图 3.12 所示，这样的调制不仅改变了 a 和 Γ 的值，而且还引起了 ΔRCS 值的进一步变化，这比之前的变化更小。当 α''非常接近垂直轴时，ΔRCS 的值甚至更小，但肯定大于符合标准要求的最小值。这限制了 R_{shunt}的最小范围和最小值，因

此这也限制了标签能接收信号的最大强度区域 E。此外，由于功耗的原因，芯片制造商在其集成电路上指明了最大输入电流，比如 10mA 或 30mA eff（参见本书前 2 章）。

6. 在强场中遵从 ISO 18000-6 标准的真实案例

正如所看到的，随着标签接近基站，并联调节器逐渐进入运行状态，Γ_1 的值（在天线负载的相位没有调制）趋近于 -1。

如果希望即使在信号很强的区域也能遵从 ISO18000-6，那么 $\Delta\sigma_{\text{e stypical}}$ 的值必须等于 50cm^2。使用一个半波长的 $\sigma_{\text{e structural}}$ 值大约是 200cm^2、并且频率在 900MHz 的双极子，同时在调制相位的时候使天线完全短路，这样在调制过程可以使得 $\Gamma_2 = -1$。在这种情况下，可以通过下面的式子来确定 Γ_1 的临界值：

$$\Delta\sigma_{\text{e s}_2} = \sigma_{\text{e s}_2} - \sigma_{\text{e s}_1}$$

$$\Delta\sigma_{\text{e s}} = \Delta\Gamma[-2(\Gamma_2 + \Gamma_1)]\sigma_{\text{e structural}}$$

$$\Delta\sigma_{-} = [-2(\Gamma_2 - \Gamma_1) + (\Gamma_2 - \Gamma_1)(\Gamma_2 + \Gamma_1)]\sigma_{\text{e structural}}$$

传递值为

$$50 = [-2(-1 - \Gamma_1) + (-1 - \Gamma_1)(-1 + \Gamma_1)] \times 200$$

得到了一个关于 Γ_1 的二次方程式 $-\Gamma_1^2 + 2\Gamma_1 + 2.75$，解为

$$\Gamma_1' = \frac{-2 + 3.873}{-2} = -0.89$$

$$\Gamma_1'' = \frac{-2 - 3.873}{-2} = -2.93$$

式中，$\Gamma_1'' = \frac{-2 - 3.873}{-2} = -2.93$ 不符实际，因此舍去。所以 $\Gamma_1 = -0.89$（标签未被调制，在强场中，并联调节器满负荷运作）

如下式所示，可以确定 α 的值：

$$a = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

$$a = \frac{1 - 0.89}{1 + 0.89}$$

$$a = 0.058 = \frac{R_1}{R_{\text{ant t}}}$$

由此可见，为了不超出 ISO 18000-6 要求的最小值，分流电阻的最小值不应低于 $R_{\text{shunt min}} = 0.058 \times 73 = 4.24\Omega$（与 $R_{\text{ant t}} = 73\Omega$ 相匹配）。该点位置已在上图 3.13 中标出。

7. 通过总结得出以下结论

由上面的推导可知，随着接近基站 $\Delta\sigma_{es}$ 的值会减小。精确测量数据显示，$\Delta\sigma_{es}$ 的测量值变化大体上与 r^2 成比例。此外，通过标签的再辐射功率的变化值 ΔP 等于 $s\Delta\sigma_{es}$。现在，入射功率通量密度 s 等于 $\frac{P_{eirp}}{4\pi r^2}$，表明不管操作的距离，标签再辐射的 ΔP 实际上是固定的。这一特性的形成主要是由于并联调节器的存在和运行。

这部分总结了本章关注的主要理论，内容涉及反射、吸收和后向散射传输的原则以及它们之间的影响。不幸的是，你肯定已经意识到了，RCS 和 $\Delta\sigma_{es}$（或 ΔRCS）的概念是比较难于把握的，并且其涉及的值也不是非常容易衡量。

3.5 测量 ΔRCS

如上所述，标签电路调制 RCS 的值是通过使用晶体管在开关模式中进行操作的，换句话说就是在“开/关”的基础上。因此当天线发生不匹配问题时，利用方波信号（带或不带负载波）产生一个频谱，其中包括位于载波频率任意一边的边带，可以代表调制信号的边带。

所以，通过标签再辐射的信号以及表示传输数据的信号中的大部分能量就在这些边带上，这也是转换信号的功率产生的地方。因此，如果严格地保持 RCS 的理论上的形式（包含伴随的载有返回功率的测量值），会发现它很难恢复信号。此外，为了使 RFID 可以在 13.56MHz（ISO 14443 和 15693）运行，可以通过转变曼彻斯特副载波编码（SCM）或者 BPSK 的调制方式，来尝试避免使用不便处理的载波信号，去放大和调制非常弱的回波信号。

一个测量 ΔRCS 的方法的例子如下。

回到我们的主题，可以通过使用如图 3.14 所示的测试装置来获得 $\Delta\sigma_{es}$（通常称为 ΔRCS）的值，在图 3.14 中一个基站发送/传输一个恒定的各向同性的功率 $P_{bEIRP} = P_{cond}G_{antbs}$。在距离基站 r_1 的范围内，由基站辐射的同时在标签中体现出来的功率通量密度为

$$a = \frac{P_{eirp}}{4\pi r^2}$$

$P_{s\ tag\ EIRP}$ 表示通过标签再辐射的总功率 EIRP，这是当回波被幅值为 h 的方波信号调制后的标签阻抗调制时发生的。这是分析成傅里叶级数的常规方法，即

$$f(x) = \frac{4h}{\pi} \cdot \left(\cos x - \frac{\cos 3x}{3} + \frac{\cos 5x}{5} - \cdots\right)$$

这表明，产生这个函数的第一个谐波的振幅比方波信号的初始值 h 大 $4/\pi$

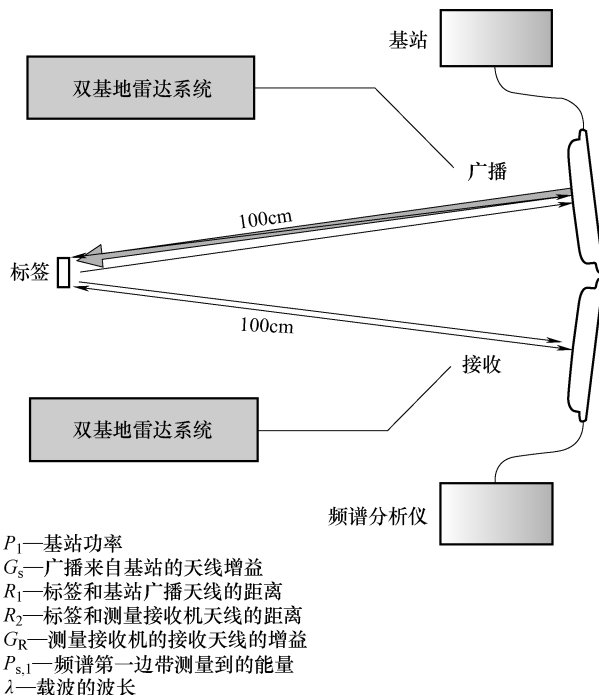


图 3.14　测量 ΔRCS 的方法

(1.27 左右)。此外，假设这个方波信号产生了 UHF/SHF 载波的振幅调制模型，则调制支持的信号会产生两条再辐射边带。

提出以下概念：

1）U_{max}是标签动态调制的最大振幅；

2）U_{min}是标签动态调制的最小振幅；

3）U_b是标签没有动态调制时载波的振幅；

4）U_c是由方波组成信号的所有振幅总和。

可以写成下式：

1）$U_{max}=U_c+2U_h$

2）$U_{min}=U_c-2U_h$

当执行 100% AM（ASK）时，$U_{min}=0$。

如果现在通过识别真正的方波信号 U_h的第一个谐波，并调用其第一个谐波 $U_{s,1}$来简化了问题，则可以通过傅里叶分析得出

$$U_h=U_{s,1}\times\pi/4$$

如果把这个值带入下面两个等式，可以得到

$$U_{max}=U_c+2U_{s,1}\times\pi/4$$

$$U_{min}=U_c-2U_{s,1}\times\pi/4$$

当 U_{min} 等于 0 在 100% ASK 类型时，可以组合最后的两个等式并给出

$$U_{max} = U_{s,1} \times \pi$$

这个基于电压的描述也可以通过功率来重新改写（功率与电压的平方成比例）。这需要一种关系：通过标签再辐射（任何被接收器接收到的）的功率 P_{max} 相当于 U_{max} 等于

$$P_{max} = P_{s,1} \times \pi^2$$

式中，$P_{s,1}$ 是包含在第一个边带中的、通过标签再辐射的功率，这个功率约是纯静态调制标签阻抗的预期功率的十倍，条件是反馈信号只能被探测器探测，探测器分析孔径由窄宽带来确保只有由于振幅信号产生的边带可以被观察到。图 3.15 提出了通过标签频谱再辐射的观点，该标签是常规方波信号调制的结果。

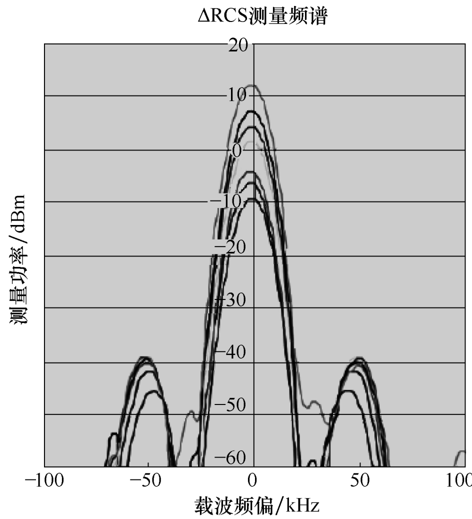


图 3.15　再辐射功率频谱的例子

如果只考虑包含在频谱的一次谐波中的再辐射功率 $P_{s,1}$，该功率作为一个等效各向同性传播源的后向散射信号，P_{recept} 的一部分 $P_{s,1\ tag\ EIRP}$ 将会在具有 $G_{ant\ recept}$ 增益的接收机中恢复，该接收机位于距离 r_2 处，根据 Friis 等式，得

$$P_{recept} = P_{s,1\ tag\ eirp}\left(\frac{\lambda}{4\pi r_2}\right)^2 G_{ant\ recept}$$

因此，

$$P_{s,1\ tag\ eirp} = P_{recept}\left(\frac{4\pi r_2}{\lambda}\right)^2 \frac{1}{G_{ant\ recept}}$$

定义，标签的 RCS 的变化量——ΔRCS，代表转发功率和入射功率通量密度之间的比例为

$$\Delta \mathrm{RCS} = \frac{P_{\text{s modul}} - P_{\text{s non modul}}}{s} = \frac{P_{\max}}{s} = \frac{P_{\text{s,1 tag eirp}} \times \pi^2}{s}$$

组合上述等式，最后可以获得

$$\Delta \sigma_{\text{e s}} = \Delta \mathrm{RCS} = P_{\text{recept}} \times \pi^2 \frac{(4\pi)^3 r_2^2 r_1^2}{\lambda^2} \frac{1}{P_{\text{bs eirp}} G_{\text{ant recept}}}$$

P_{cond}是基站的传导的功率，$G_{\text{ant bs}}$是基站发射天线的增益，得

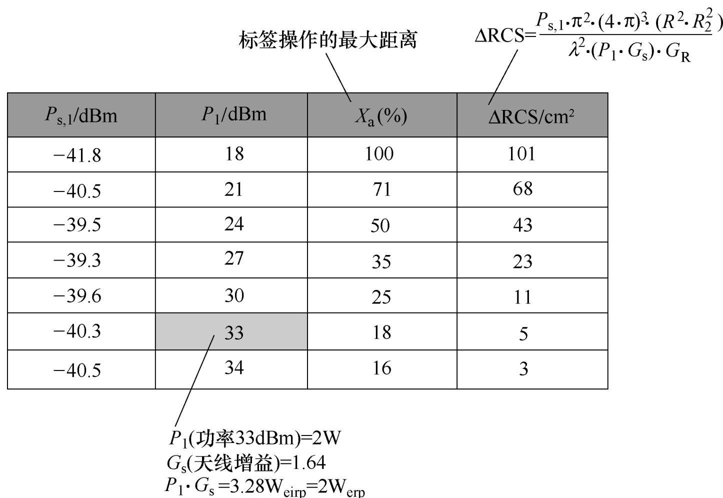
$$P_{\text{bs eirp}} = P_{\text{cond}} G_{\text{ant bs}}$$

式中，r_1 是标签和基站发射天线之间的距离；r_2 是标签和测量接收机天线之间的距离；$G_{\text{ant recept}}$是测量接收器接收天线的增益；P_{recept}是在频谱第一边带中接收和测量的功率；λ 是载波的波长。

应用最后一个公式来测量 P_{recept}的值，可以找到能运用在实例中的 $\Delta\sigma_{\text{e s}}$的值。

注意：建议的所有这些测量方法都已经被接受为 ΔRCS 的测量基础，通过了 ISO 18047-6 中题为 UHF RFID “一致性测试” 的测试。

通过这些信息，该实例中作为包含在转换信号一次谐波中的功率函数 $\Delta\sigma_{\text{e s}}$的值，如图 3. 16 所示。



$P_{s,1}$/dBm	P_1/dBm	X_a(%)	ΔRCS/cm²
−41.8	18	100	101
−40.5	21	71	68
−39.5	24	50	43
−39.3	27	35	23
−39.6	30	25	11
−40.3	33	18	5
−40.5	34	16	3

图 3. 16　测量和计算 $\Delta\sigma_{\text{e s}}$的值的示例

如上所示，随着接近基站，$\Delta\sigma_{\text{e s}}$的值变得难以确定。读者可能会问 “难到什么程度?”。图 3. 17 展示了一些 “不好的例子”。

需要注意的是该图有以下两个重要的情况：

1）水平轴上的数字根据标签操作的最大距离而逐渐变化，这个最大距离用 x_a 百分情况来表示；

2）该图所示的为 $\Delta\sigma_{\text{e s min}}$的值，须与 ISO 18000-6 的标准相符合。

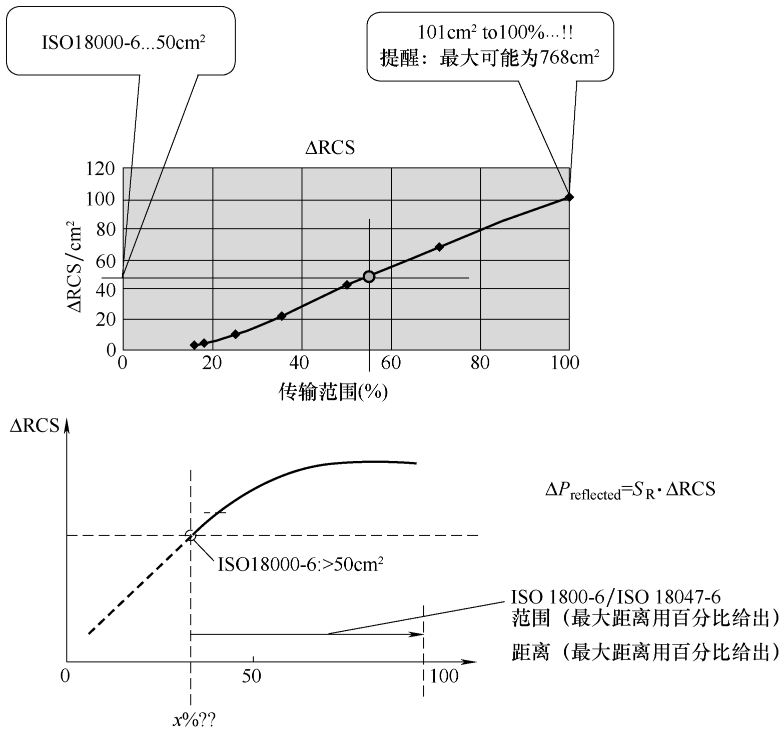


图 3.17　在商业标签中测量 $\Delta\sigma_{es}$ 的值的实例

为完成这个目标，应当谨记，由于标签调节器的存在，能够确保弱场（远距离）区域及强场（近距离）区域都能正确操作，所以返回调制指数也将依赖于上面提到的距离，也因此，这个并不像确保 ΔRCS 的最小值那样简单。

因此，UHF 与 SHF 基站的开发人员已经熟悉了信号放大、选择和处理的所有方法。

3.6 “雷达”等式

最后，考虑一下雷达等式。

标签再辐射的功率和基站接收的功率如下。

记住下式，在一般情况下：

$$\Delta\sigma_{es} = \Delta\Gamma[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)]\sigma_{es\ sturctural} = f(\Delta\Gamma \text{ and } \Gamma_1)$$

其值依赖 ΔΓ 变量和 Γ_1 变量的起始点；因此，当标签天线电路的负载阻抗被调制时，标签 ΔP_{back} 的再辐射功率出现差异，在“不调制”和“调制”阶段之间如下：

$$\Delta P_{back} = P_{back\ mod} - P_{back\ non\ mod}$$

$$\Delta P_{\text{back}} = [\Delta\Gamma\{\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)\}]P_{\text{s structual}}$$

在基站的接收功率上（允许天线所获得的）的差异如下：

$$\Delta P_{\text{back received}} = [\Delta\Gamma\{\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)\}]P_{\text{s structual}} \cdot \text{attenuation} \cdot G'_{\text{bs}}$$

$$\Delta P_{\text{back received}} = [\Delta\Gamma\{\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)\}]P_{\text{bs eirp}}\frac{\lambda^2}{(4\pi r)^2}G^2_{\text{ant t}}\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G'_{\text{bs}}$$

给出 $P_{\text{bs eirp}} = P_{\text{bs cond}}G'_{\text{bs}}$：

$$\Delta P_{\text{back received}} = P_{\text{bs cond}}G^2_{\text{ant t}}\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^4 \Delta\Gamma[\Delta\Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)]$$

这个通用等式能让我们设计出基站的接收阶段，从而提高接收和检测小部分的 ΔP_{back} 的能力。通过区域 ΔRCS 的变动，ΔP_{back} 通过标签再辐射（见前面章节中的实例）。

3.7　主要公式的总结

天线增益如下。

对于一个同位素的偶极：增益 = 1.5 或者增益 = 10lg(1.5) = 1.76dB。

对于一个同位素的 λ/2 偶极：增益 = 1.64 或者增益 = 10lg(1.64) = 2.14dB。

功率：

$$P_{\text{EIRP bs}} = P_{\text{cond bs}}G_{\text{ant bs}}$$

$$P_{\text{EIRP}} = 1.64P_{\text{ERP}}$$

基站产生的功率通量密度：

$$s = |S|\frac{P_{\text{out}}G_{\text{antbs}}}{4\pi r^2} = \frac{\mathrm{d}p}{\mathrm{d}\sigma}$$

$$s = \frac{P_{\text{bs}}G_{\text{antbs}}}{4\pi r^2} = \frac{P_{\text{EIRP}}}{4\pi r^2}$$

标签的有效区域：

$$\sigma_{\text{e t}} = \frac{\lambda^2}{4\pi}G_{\text{ant t}}$$

标签的接收功率：

$$P_{\text{t}} = \sigma_{\text{e t}}s$$

Friis 等式：

$$P_{\text{t}} = P_{\text{bs}}G_{\text{bs}}\left(\frac{\lambda}{4\pi r^2}\right)^2 G_{\text{ant t}}$$

$$P_{\mathrm{t}} = P_{\mathrm{eirp\ bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r^2} \right)^2 G_{\mathrm{ant\ t}}$$

空气中的减弱系数：

$$\frac{1}{\left(\frac{v}{4\pi r} \right)^2} = \mathrm{att} = \mathrm{attenuation\ coefficient}$$

$$\mathrm{Attenuation(dB)} = -147.56 + 20\log f + 20\log r$$

式中，f 为频率（Hz）；d 是距离（m）。

标签的反射功率：

$$P_{\mathrm{s}} = \sigma_{\mathrm{e\ s}} s$$

有效区域或雷达交叉区域：

$$\sigma'_{\mathrm{e\ s}} = \frac{\lambda^2 G_{\mathrm{ant\ t}}^2}{4\pi} \quad \text{标签调谐}$$

$$\sigma'_{\mathrm{e\ s}} = \frac{\sigma_{\mathrm{e\ t}}}{2} G_{\mathrm{ant\ t}} \quad \text{标签调谐}$$

发射机的反射/散射/再辐射功率：

$$P_{\mathrm{s}} = \frac{P_{\mathrm{bs}} G_{\mathrm{bs}}}{2} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_{\mathrm{ant\ t}}^2$$

标签再辐射的功率通量密度：

$$s_{\mathrm{back}} = \frac{P_{\mathrm{bs}} G_{\mathrm{bs}}}{2} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3 r^4} G_{\mathrm{ant\ t}}^2$$

基站接收返回功率（三种方法描述同样的等式）：

$$P_{\mathrm{back}} = P_{\mathrm{EIRP\ bs}} G_{\mathrm{bs}} G_{\mathrm{ant\ t}}^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4$$

$$P_{\mathrm{back}} = P_{\mathrm{EIRP\ bs}} G_{\mathrm{bs}} \sigma_{\mathrm{e\ s}} \frac{\lambda^2}{64\pi^3 r^4}$$

$$P_{\mathrm{back}} = P_{\mathrm{EIRP\ bs}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_{\mathrm{ant\ t}} G_{\mathrm{ant\ t}} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_{\mathrm{bs}}$$

标签的品质因数：

$$\frac{\Delta \sigma_{\mathrm{e\ s}}}{\sigma_{\mathrm{e\ s}}} = \Delta \Gamma [\Delta \Gamma + 2(\Gamma_1 - 1)]$$

式中，$\Delta \Gamma = (\Gamma_2 - \Gamma_1)$。

第 4 章　RFID 市场

RFID 能够解决什么商业问题？这是本章将会回答的主要问题。

4.1　引言

物联网（the Internet of thing，IoT）是新兴的，而且它将会创造一个智能的世界，物体将它的环境与我们的世界相连。

有那么一天，小型智能设备的大规模网络将会了解我们的需要，并且为我们的实际利益工作。

大量的技术将会促使物联网得到广泛的应用，这反映物品级的 RFID 是关键技术，它已经战胜了一些应用。

至今为止，RFID 已经被主要用于企业对企业（B2B）的应用，但随着近场通信（NFC）已使数以百亿的移动电话转变成 RFID 阅读器，企业对消费者（B2C）的应用正在日益发展起来。

RFID 广泛部署的关键是消费者使用这一技术能够获益。

4.2　市场转折点：用户

尽管历史不会以完全相同的方式重演，但是移动电话、因特网和 RFID 之间具有一些相似之处。

在 20 世纪 70 年代初期，第一封电子邮件被发出，第一个手持式的移动电话出现了。

从那时起，人们花费了 25 年时间建立了可靠的基础设施，又花费了另外 5 年建立了用户友好体验的工具。此外，当用户开始体验到技术使生活变得更简单的重要性时，先进的技术就可以快速部署了。

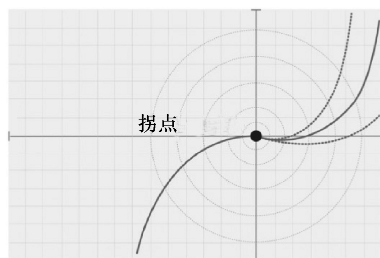


图 4.1　RFID 发展的拐点已经到来

RFID 还没有得到广泛地使用，但是现在已经开始快速发展了（见图 4.1）。

4.3　RFID 能用来干什么

当收费处排了很长的队等候刷卡或者付现时（见图 4.2 和图 4.3），RFID 用户

便可以享受到 RFID 带来的好处：无须停在 RFID 通行处集合，直接用 RF 在“云端”支付即可。



图 4.2　拥挤的收费站



图 4.3　流动的 RFID 驾驶方式

RFID 能够在一定距离内即时自动地处理。

RFID 可以有更多的应用，它还能够每秒处理几百个不同商品，而不需要在视距内（RF 能够穿过很多种材料），不需要电池并且费用极低。所有的这些特性使得物品级的 RFID 成为可能（见图 4.4 和图 4.5）。



图 4.4　一个包含数百个标签的 RFID 仓库



图 4.5　RFID 人工阅读器和一个包含上百个标签的物体

4.4　闭环和开环应用

4.4.1　闭环应用

在闭环应用中，商品一次一次地循环使用（见图 4.6）。这个应用的例子如下：

1）图书馆里的书；

2）服装及亚麻纺织品租赁业务；

3）高压气筒等。

服务公司购买这些商品并使用它们提供服务。用户使用这些商品，而业主购买并且在它们循环回来的时候给商品提供服务（洗涤纺织品、填充高压气筒等）。

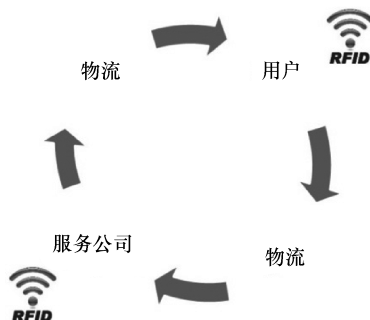


图 4.6　闭环应用

4.4.2　开环应用

在开环应用中，商品沿直线运行，如图 4.7 所示。

供应链就是开环应用的一个很好的例子。从生产到销售点，数十亿的商品主要在亚洲制造，然后运输到世界各地的商店供消费者去消费。RFID 在供应链中应用，用以实现可靠的物流过程。



图 4.7　开环应用

4.5　RFID 的投资收益率

4.5.1　介绍



投资收益率（Return on investment，ROI）是 RFID 购买决策过程中的核心。RFID 技术必须产生一个 ROI 来触发相关的投资。

一般来说，RFID 的 ROI 依赖于成本降低和销售增长，这两项形成一个整体的 ROI。

处理流向世界各地的数百万商品是一件困难的事情，例如，个人家中的衣物仅仅只有百余件，但是匹配袜子仍然是个头痛的问题（见图 4.8）。



图 4.8　家里让人头痛的衣服匹配

尽管已经有很多的条形码系统旨在管理商品流，但“期望有哪些商品”和“哪些商品确确实实是在那里”之间的差距还是显著的。

RFID 完全自动和即时地回答了问题“哪些商品确确实实是在那里”。

全自动和即时性：专业人士通过使用 RFID，使生产、配送中心（DC）和商店自动化。与条形码相比较，毫无疑问它在速度和准确性上大大提高，但是不仅如此：RFID 使之前不可能的操作成为可能，例如：

1）控制在一个物流案例中的所有单个项目：而条形码，仅限于采样控制。

2）自动且实时的商店库存：而条形码，它仅限于手工盘存，非常耗时且仅仅偶然执行。

全自动和即时性：用户能够轻易地使它变得直观，而且使得自助服务设施变为可能。例如：

1）在图书馆里，用户自助借书还书，借书时只需把书放在桌子上的天线下，还书时将书插进一个斜槽就可以了。

2）在洗衣房里，用户从一个自动的分发器中拿走干净的衣服，而把脏衣服放进一个斜槽。

3）在行李寄存处，游客们把他们的行李放到自动的行李寄存处，那么行李就能够自动进行登记。

4.5.2　降低成本

有很多用 RFID 技术降低成本的方法：

1. 材料成本降低，例如：

1）气体数量精确的气罐。为了填充售卖所需要的气体数量，需要知道每一个气罐的容量。通过 RFID，每一个瓶子自动地定义自己精确的填充量。没有 RFID

技术，单独的容量不能被考虑到，因为任务强度太大了，并且包含了太多人为的错误。此外，气罐是溢装的以确保在正常情况下气罐的最小气体体积。

2）洗衣机根据即将到来的物品所上传的信息采用基于预判的工作模式，从而大大提高了工作效率。举例来说，如果信息“蓝色的衣服刚刚到达”可以获取的话，它更愿意等待一段有限的时间，而不是仅用 60% 的机器容量去洗一批已到的蓝色衣服。

2. 商品在生产加工与物流上可以自动分类，使得人工成本降低，例如：

1）服装分类者：服装需要返回到相应的使用者手中。这意味着一个特殊的服装需要被挑出来，并且运送到正确的位置和正确的人那里。自动地读取服装的 RFID 标签，使得劳动解放，快速精确地处理服装分类的系统可以成为现实。

2）书籍分类者：大量书籍由用户还回，图书馆管理员不得不挨个处理，进行分类，把书放回到书架上。自动读取书的 RFID 标签，可以使快速精确地处理分类成为现实。

3. 在物流中消除人为错误的成本，例如：

在时尚零售方面，销售商们从制造商处取得大量的商品，然后运送指定数量的商品到商店。自动读取商品 RFID 标签能够进行自动登记（从供应商处取货）/登出（将货物分发到商店），消除了人为错误。

4. 物品损失辨别，例如：

在纺织租赁工业，损失高达 50%，并且责任到底是在用户还是纺织租赁公司没有清楚的界定。自动读取物品 RFID 标签能够进行自动登记（用户归还衣物）/登出（租出衣物），这样这种损失就会无疑归结到用户身上。

4.5.3　销售量增加

1）在闭环应用中，用户提出很多额外的服务，例如，基于 RFID 的售货亭。这个非常简单易用，因为 RFID 自动读取信息，能够确保全天无假日的服务，从而消除很长的等待队列，节约了时间。

2）在时尚零售开环应用中，通过消除脱销情况，掌握物品的可见性和精确的库存可以有助于增加销量。首先，所有箱子装满物品被发送到商店并通过 RFID 签入商品。接下来，通过 RFID 来登记货架上的商品，并自动地重新订购缺少的商品，为第二天做准备。另外，相关研究显示精确的仓库存储可以使销售增长 7%～12%。

4.6　多种 RFID 技术

有几个常用的 RFID 频率：

1）低频（LF）：这个出现在 20 世纪 80 年代中期，并且主要部署在动物和汽

车钥匙上。

2）高频（HF）：这个出现在 20 世纪 90 年代中期，并且主要部署在图书馆。

3）超高频（UHF）：这个出现在 21 世纪早期，主要被用在零售领域，现在它是主导的频率。

除了频率，RFID 可以是无源的、电池辅助式的（BAP）或有源的。

1）无源的意味着没有电源，RFID 芯片通过阅读器上的射频信号来供电。

2）BAP 只需要一个非常小的电源，仅仅给 RFID 芯片供电（nμW），而不给射频传输供电（nmW，上千次）。无论是无源的或 BAP，RFID 在技术上都是相似的；因此，二者都廉价并且能够满足大量配置的需要。

3）有源的指需要大容量电池用于射频传输。它提供了很大的范围，但是由于电源限制，RFID 的应用范围也会受限。

射频感知：在现今的很多应用中，RFID 通过 ID 进行识别。RFID 也能测量物理参数（如温度、压力、心跳等），因此，RFID 便转换成了射频感知。

4.7　实例

让我们了解一些 RFID 应用（见图 4.9）。

RFID汽车钥匙
—早期第一个主要的RFID部署
—高防盗特性:只有RFID汽车钥匙与RFID读卡器进行成功的数据交易，汽车才能发动
—它是基于低频（LF）技术的

牛
—每头牛牛头必须携带健康记录
—高度的食物安全与高度安全的动物ID
—它是基于低频（LF）技术的

921

宠物
—宠物必须被识别，或者通过纹身标记或者通过RFID
—它是基于低频（LF）技术的

图书馆
—RFID可实现自助服务亭
—用户不用耗时排队等待
—图书馆馆员有更多时间为用户提供服务
—它是基于高频（HF）技术的

图 4.9　一些 RFID 应用



图 4.9　一些 RFID 应用（续）

药瓶标签

箱子
—RFID垃圾箱能够“按重量付费”
—用户按他们丢垃圾的比例被开具付费通知

行李永久袋标签
—RFID可实现自助服务亭
—旅客不用耗时排队等待
—航空公司可以减少劳动力
—它是基于超高频（UHF）技术的

资助服务：行李办理

行李纸袋标签
—RFID支持高效的行李分拣系统
—它是基于超高频（UHF）技术的

服装时尚
—RFID使制造加工、配送中心和店面零售都成为可见的
—它是基于超高频（UHF）技术的

商店
—手动统计库存

配送中心
—从制造商登记签入
—在商店检查签出

图 4.9　一些 RFID 应用（续）

4.8　下一代 RFID：嵌入式产品和完善的基础设施

4.8.1　介绍

时尚服装零售商正在大量采购超高频 RFID。它开始于 2005 年，Mark & Spencer 在英国达到最大值（每年 100Mu）。现在，美国零售商正在做进一步部署以达到更大的量（在 2013 年达到 2000Mu）。

4.8.2　RFID："即贴即送"

到今天为止，RFID 的零售商被命名为"即贴即送"（见图 4.10）。

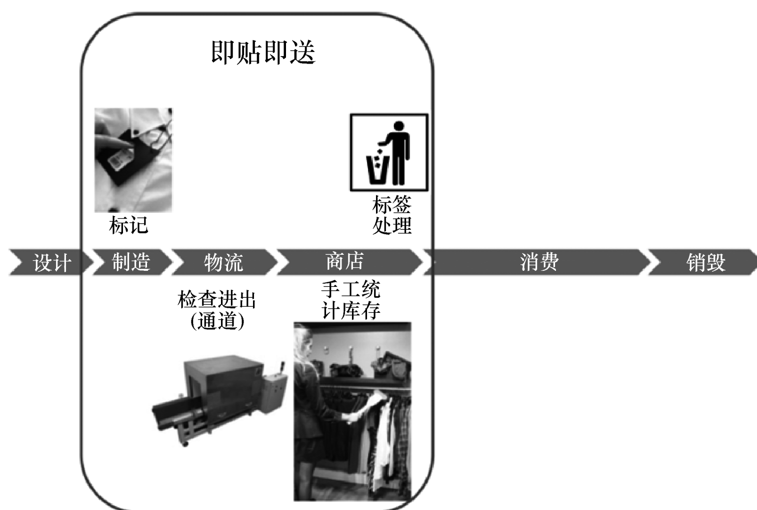


图 4.10　即贴即送

（1）RFID 标签，主要是吊牌标签，在时尚服装产品生产结束时或者配送中心使用，并且在销售后停止使用。

（2）RFID 用于以下方面：

1）在物流方面（配送中心检查进出），实现精确的物流量计算。

2）在店内实现准确的库存。

在销售点之外没有使用 RFID，这意味着没有与客户进行交互。

4.8.3　下一代 RFID：从"摇篮"到"坟墓"

下一代 RFID 将被用在整个产品的生命周期中，从"摇篮"到"坟墓"（见图 4.11）。它将需要：

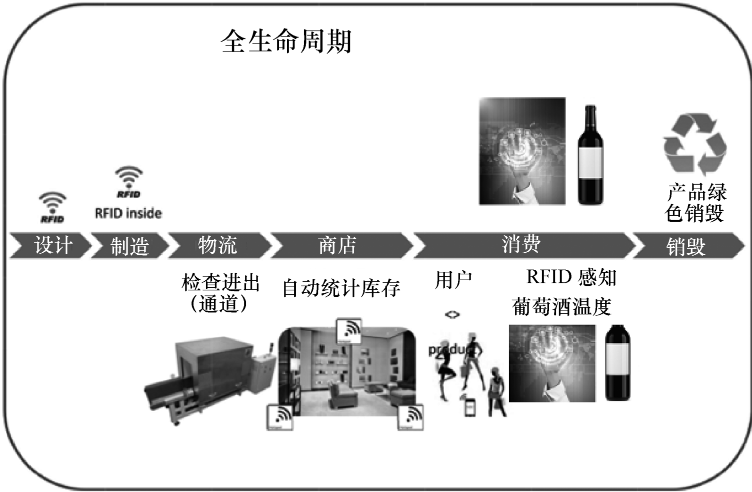


图 4.11　全生命周期

1）产品嵌入式 RFID 具有可选择的感知功能；售后不再挂吊牌标签处理。

2）无缝的和无处不在的能够读取的基础设施可以自动存储库存；不再有手动统计库存时的人为错误。

3）消费者使用带有 RFID 功能的移动电话可以与产品进行交互。

4.8.4　嵌入式 RFID

1. 关键制约因素

嵌入式 RFID 是一个更复杂的操作，而不仅仅是应用在产品上的吊牌标签上。

当产品本身成为射频天线的一部分时，将一个射频天线集成到一个产品需要特定的设计规则。

主要制约因素是：

（1）尺寸

1）在超高频，最佳天线尺寸为 15cm，作用范围是 15m，通常情况下，商品中不可能嵌入这么长的天线。

2）通过许多弯折，天线长度会减小，同时其范围会相应下降（见图 4.12）。

（2）物品材质：材质是金属的，但也会使用常见的材质，如织物、皮革和塑料。射频对应用媒介是很敏感的，因此需要一种特定的设计。

（3）强化：一次性 RFID 标签往往依靠倒装芯片技术，这种方法用胶水将芯片贴在天线上，具有快速和低成本的特点。对于嵌入式 RFID，它往往没有提供所需的强化。在这种情况下，必须使用以焊接为基础的金线键合技术。

2. 智能嵌入式 RFID 解决方案

在这一点上，不得不提到名为“Stiletto”的智能概念，这是由 TAGSYS 所开发

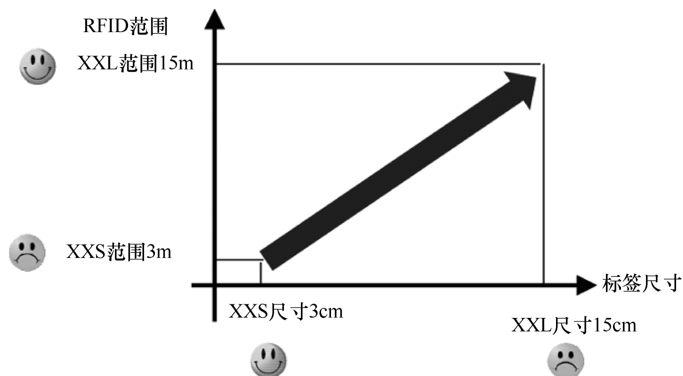


图 4.12　射频识别范围与标签尺寸

的，其极大地简化了嵌入式 RFID。

（1）它是基于两个非常小的标签之间的物理距离，因此射频天线长度为 15cm。

（2）如果商品本身含有足够多的金属片，射频天线可以通过商品本身来承载。或者一个单独附加的射频天线也可以很容易地集成到商品中。

（3）它能够确保 RFID 具有以下突出特点：

1）标签尺寸很小（见图 4.13）。

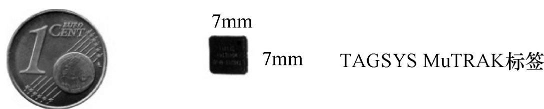


图 4.13　很小的标签

2）耐用并且灵活；耐用是因为 MuTEAK 是基于一个很强大的微电子封装，灵活是因为射频天线具有全柔化性，可以根据需要进行变形（见图 4.14）。

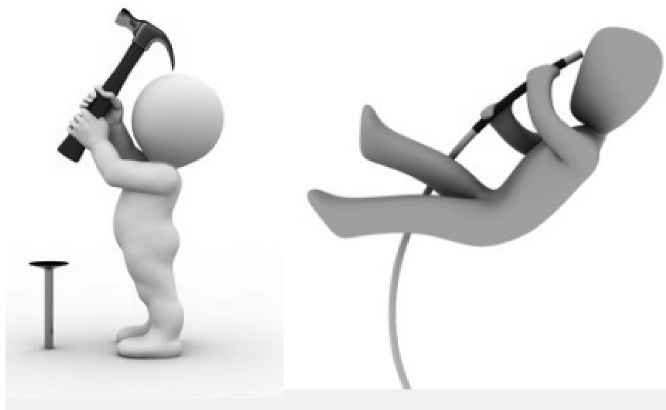


图 4.14　耐用和灵活的标签

3. 一些实例

（1）纺织品标签：射频天线由金属线织成布；它通过弯折将总长度降为15cm。MuTRAK标签位于RF天线中间。纺织品标签适应性很强，它能承受多次洗涤，并且对佩戴者来说它是完全透明的。但是它的检测范围只有5m（见图4.15）。



图4.15 纺织品标签

（2）高跟鞋标签：RF天线做在高跟鞋里的金属加强杆上。MuTRAK标签集成在鞋底金属支撑架的中间。它的范围同样为5m，这是一个RF天线集成在物品本身上的实例（见图4.16）。

（3）酒瓶：RF天线由瓶子上面的金属箔制成，标签与之成切线。它的范围是3m，这是一个RF天线集成在物品本身上的实例（见图4.17）。

（4）内衣：射频天线制作在文胸的钢圈上。标签放在钢圈的中间，其接收距离是5m，这是一个RF天线集成在物品本身上的实例（见图4.18）。



图4.16 鞋子标签



图4.17 酒瓶标签



图4.18 内衣标签

4. 射频感知

RF天线无疑是射频通信的核心。

RF天线可以有很多应用。它可以告诉我们它所应用于商品的物理参数。事实上，RF天线对于它应用于的介质是十分敏感的，而介质本身对于如温度、压力和湿度这样的物理参数也很敏感。

而射频感知可以不需要额外的标签组件来访问物理参数，也就不需要额外的成本。这样的例子有人的体温与心跳测量，酒瓶的最高存储温度测量等（见图4.19和图4.20）。



图 4. 19　人的体温与心跳测量



图 4. 20　葡萄酒瓶储存温度

4. 8. 5　基础设施的普遍化和无缝化

嵌入式 RFID 在其整个生命周期将物品变成“智能物品”。同样的，移动或固定的阅读器也将改进为完全非侵入式的。

就用户交互而言，手机无疑是最好的平台（见图 4. 21）。如今，近场通信（NFC）标准综合了高频（HF）技术。而超高频（UHF）技术也很可能在中长期内融入近场通信标准中。



图 4. 21　UHF NFC 手机

今天，固定的 RFID 天线是相当庞大的，并且它们中的 100 个是需要来覆盖整个商店区域，并且执行自动统计库存功能。对于这个固定的读取基础设施，为了使其变得普遍化和无缝化（见图 4. 22），射频技术必须面对两个问题：



图 4. 22　普遍化和无缝化的基础设施

1）RF 天线最小化；

2）通过扩大射频范围，使用于自动统计库存的天线从 100 减少到 10。

4.8.6　用于商务决策的软件

1. 介绍

含有小型智能设备的巨大网络将使我们意识到我们需要的和为我们的实际利益而努力。当然，我们还没有实现这一目标，但是我们确定这个方向是对的。

含有 RFID 设备的物理世界将会产生大量的 RFID 事件，它们本身创建了上下文。

从这个上下文感知出发，逻辑世界将为下面的问题提供答案：如何对这个上下文做出反应？怎样做出一个正确的商业决策？

2. ePCGlobal 中间件

在 2000 年中期，ePCGlobal 使 RFID 中间件标准化，其灵感来自因特网的功能：

1）使用边缘服务器管理 RFID 的阅读器，收集、筛选和报告数据。

2）使用电子产品代码信息系统（EPCIS）存储库存储数据结构，产生数据，交换数据，并应用于商业中。

3）当一个特定 ePC 出现时，可找到多个 EPCIS 存储库（制造商、运输商和零售商），其对象名服务器可以作为域名服务器。

很少有由于整体系统的不足导致 ePCGlobal 的中间件出现。

3. 下一代 RFID 中间件

处理 RFID 产生的大量事件同样是一个复杂的操作。首先，利用边缘处理仅仅保留相关的数据。然后，这些数据必须接近决策点。最后，通过把实时数据和历史数据联系起来，完成正确的预测分析（见图 4.23）。

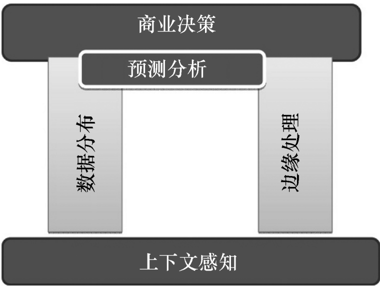
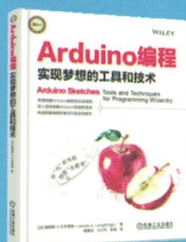


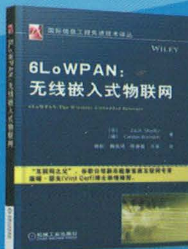
图 4.23　未来的 RFID 中间件


物联网实战指南

从实战角度介绍现有协议、通信模式、架构和物联网安全。通过吸引人、富有启发性的树莓派实例去了解和探索物联网。


Arduino编程：实现梦想的工具和技术

快速精通Arduino编程的实战指南，深入透彻讲解Arduino的编程语言，快速掌握编程技能与作品实践操作。原Arduino中国董事总经理陈愈容、创客布道师程晨、知名创客教师吴俊杰联合推荐。


6LoWPAN：无线嵌入式物联网

6LoWPAN作为物联网的关键技术之一，本书详细和完整地介绍了6LoWPAN、应用、相关标准以及网络部署和协议实现上的各种设计。使读者能全面地领略到基于IPv6的、低功耗的物联网技术。

写作、翻译图书，推荐外版书等，都请联系我们。
邮箱：linzhen_dgdz@163.com
QQ：61909973
电话：010-88379212
微信：alexlinzhen

为中华崛起传播智慧

地址：北京市百万庄大街22号
邮政编码：100037

电话服务
服务咨询热线：010-88361066
读者购书热线：010-68326294
010-88379203

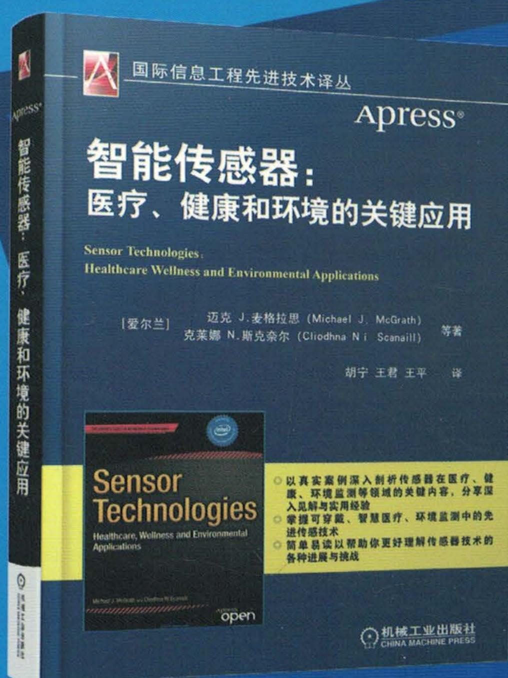
网络服务
机工官网：www.cmpbook.com
机工官博：weibo.com/cmp1952
金书网：www.golden-book.com
教育服务网：www.cmpedu.com
封面无防伪标均为盗版

策划编辑◎林桢

国际视野 科技前沿

国际信息工程先进技术译丛

《UHF RFID在识别与追踪中的应用》
《ROF光载无线通信：从理论到前沿》
《全面详解LTE：MATLAB建模、仿真与实现》
《低速无线个域网：实现基于IEEE 802.15.4的无线传感器网络（原书第3版）》
《6LoWPAN：无线嵌入式物联网》
《虚拟网络——下一代互联网的多元化方法》
《Android系统安全与攻防》
《移动无线信道》（原书第2版）
《LTE-Advanced：面向IMT-Advanced的3GPP解决方案》
《认知无线电通信与组网：原理与应用》
《LTE/SAE网络部署实用指南》
《IP地址管理原理与实践》



智能传感器：医疗、健康和环境的关键应用

●以真实案例深入剖析传感器在医疗、健康、环境监测等领域的关键内容，分享深入见解与实用经验。

●掌握可穿戴、智慧医疗、环境监测中的先进传感技术。

●简单易读以帮助你更好理解传感器技术的各种进展与挑战。



扫码了解更多



机械工业出版社微信公众号



E视界

传播电类内容 提升专业知识



科技电眼

关注电类行业动向 聚焦前沿科技

iSTE WILEY

Copies of this book sold without a Wiley Sticker on the cover are unauthorized and illegal

上架指导 工业技术／物联网



ISBN 978-7-111-56956-5

定价：49.00元